

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2004年 8月27日

出 願 番 号
Application Number: 特願2004-248891

パリ条約による外国への出願
に用いる優先権の主張の基礎
となる出願の国コードと出願
番号

The country code and number
of your priority application,
to be used for filing abroad
under the Paris Convention, is

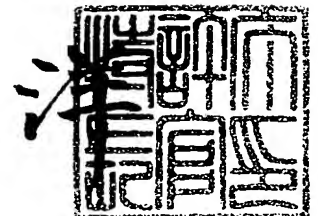
J P 2004-248891

出 願 人
Applicant(s): 三菱電機株式会社

2005年 8月31日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小 川



BEST AVAILABLE COPY

【書類名】	付訂願
【整理番号】	551170JP01
【提出日】	平成16年 8月27日
【あて先】	特許庁長官殿
【国際特許分類】	H02M 7/48 H02P 7/68
【発明者】	
【住所又は居所】	東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
【氏名】	有澤 浩一
【発明者】	
【住所又は居所】	東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
【氏名】	坂廻邊 和憲
【発明者】	
【住所又は居所】	東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
【氏名】	篠本 洋介
【発明者】	
【住所又は居所】	東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
【氏名】	矢部 正明
【特許出願人】	
【識別番号】	000006013
【氏名又は名称】	三菱電機株式会社
【代理人】	
【識別番号】	100089118
【弁理士】	
【氏名又は名称】	酒井 宏明
【手数料の表示】	
【予納台帳番号】	036711
【納付金額】	16,000円
【提出物件の目録】	
【物件名】	特許請求の範囲 1
【物件名】	明細書 1
【物件名】	図面 1
【物件名】	要約書 1

BEST AVAILABLE COPY

【請求項 1】

半導体スイッチング素子を用いた 3 相電圧型インバータ装置において、

前記半導体スイッチング素子によるスイッチングモードを規定する 3 相の P W M 信号を 3 種類の基本電圧ベクトルと 1 種類のゼロベクトルとの組み合わせによって生成する生成手段、

を備えていることを特徴とする 3 相 P W M 信号発生装置。

【請求項 2】

前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む 6 0 度の位相差を持つ 2 種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて 6 0 度の位相差を持つ 2 種類の基本電圧ベクトルと少なくとも 1 種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各 1 2 0 度の位相差を持つ 3 種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記 6 0 度の位相差を持つ 2 種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各 1 2 0 度の位相差を持つ 3 種類の基本電圧ベクトルに分配し、それに基づき各 6 0 度の位相差を持つ 3 種類の基本電圧ベクトルと 1 種類のゼロベクトルとを作成する分配手段と

を備えていることを特徴とする請求項 1 に記載の 3 相 P W M 信号発生装置。

【請求項 3】

前記分配手段は、前記 6 0 度の位相差を持つ 3 種類の基本電圧ベクトルのうち、真ん中の基本電圧ベクトルには発生時間比率として所定値を与える、ことを特徴とする請求項 2 に記載の 3 相 P W M 信号発生装置。

【請求項 4】

前記作成手段が作成する 6 0 度の位相差を持つ 2 種類の基本電圧ベクトルと少なくとも 1 種類のゼロベクトルとを用いて 3 相 P W M 信号を発生するケースと、前記分配手段が作成する 6 0 度の位相差を持つ 3 種類の基本電圧ベクトルと 1 種類のゼロベクトルとを用いて 3 相 P W M 信号を発生するケースとを切り替える切替手段、を備えていることを特徴とする請求項 2 または 3 に記載の 3 相 P W M 信号発生装置。

【請求項 5】

前記切替手段は、前記 3 相電圧型インバータ装置が駆動する電動機の負荷状態、運転周波数、インバータ回転角の角度範囲の少なくとも一つに基づき切り替えを実行することを特徴とする請求項 4 に記載の 3 相 P W M 信号発生装置。

【請求項 6】

半導体スイッチング素子を用いた 3 相電圧型インバータ装置において、

前記半導体スイッチング素子によるスイッチングモードを規定する 3 相の P W M 信号を 3 種類の基本電圧ベクトルと 1 種類のゼロベクトルとの組み合わせによって生成する生成工程、

を含むことを特徴とする 3 相 P W M 信号発生方法。

【請求項 7】

前記生成工程では、

電圧指令ベクトルを挟む 6 0 度の位相差を持つ 2 種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて 6 0 度の位相差を持つ 2 種類の基本電圧ベクトルと少なくとも 1 種類のゼロベクトルとを作成する作成工程と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各 1 2 0 度の位相差を持つ 3 種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記 6 0 度の位相差を持つ 2 種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各 1 2 0 度の位相差を持つ 3 種類の基本電圧ベクトルに分配し、それに基づき各 6 0 度の

が含まれていることを特徴とする請求項6に記載の3相PWM信号発生方法。

【請求項8】

前記分配工程では、前記60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルのうち、真ん中の基本電圧ベクトルには発生時間比率として所定値を与える工程が含まれていることを特徴とする請求項7に記載の3相PWM信号発生方法。

【請求項9】

前記作成工程にて作成される60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを用いて3相PWM信号を発生するケースと、前記分配工程にて作成される60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いて3相PWM信号を発生するケースとを切り替える切替工程、が含まれていることを特徴とする請求項7または8に記載の3相PWM信号発生方法。

【請求項10】

前記切替工程では、前記3相電圧型インバータ装置が駆動する電動機の負荷状態、運転周波数、インバータ回転角の角度範囲の少なくとも一つに基づき切り替えを実行することを特徴とする請求項9に記載の3相PWM信号発生方法。

【発明の名称】 3相PWM信号発生装置および方法

【技術分野】

【0001】

この発明は、半導体スイッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置においてその半導体スイッチング素子によるスイッチングモードを規定する3相のPWM（パルス幅変調）信号を発生する3相PWM信号発生装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

例えば冷凍空調装置の電動機を駆動制御するインバータ装置には、3相電圧型インバータ装置が用いられている。以下に、この発明の理解を容易にするため、図19～図25を参照して、従来のインバータ装置の構成と動作について説明する。

【0003】

図19は、従来のインバータ装置の構成例を示すブロック図である。図19に示す従来のインバータ装置は、インバータ主回路1と、インバータ主回路1が備える半導体スイッチング素子の駆動信号である3相PWM信号を発生するインバータ制御部2とを備えている。つまり、この発明は、インバータ制御部2の改良に関するものである。

【0004】

インバータ主回路1は、母線電圧 V_{dc} を与える直流電源3と、直流電源3の正極端に接続される直流母線4aと負極端に接続される直流母線4bとの間に直列に接続される3組の半導体スイッチング素子（5a, 5b）（5c, 5d）（5e, 5f）および各半導体スイッチング素子に並列に接続されるフライホイールダイオード6a～6fとを備え、3組の半導体スイッチング素子（5a, 5b）（5c, 5d）（5e, 5f）の各直列接続端に電動機7が接続される周知の回路である。

【0005】

そして、例えば直流母線4bには、インバータ制御部2で用いる直流母線電流 I_{dc} を検出する直流電流検出手段9が設けられる。この直流電流検出手段9は、直流母線4bに挿入された検出素子（抵抗器やカレントトランスなど）と、その検出素子（抵抗器）の両端電圧、あるいはその検出素子（カレントトランス）の出力電圧を増幅する増幅器とを備え、この増幅器の出力電圧を電流換算することで直流母線電流 I_{dc} を得るようになっている。

【0006】

インバータ制御部2は、直流電流検出手段9から入力する直流母線電流 I_{dc} から相電流 I_u , I_v , I_w を判別する相電流判別手段11と、相電流 I_u , I_v , I_w から励磁電流 I_γ （ γ 軸電流）及びトルク電流 I_δ （ δ 軸電流）を算出する励磁電流及びトルク電流を求める手段12と、励磁電流 I_γ 及びトルク電流 I_δ から次の制御で使用する電圧指令ベクトル V^* を演算する電圧指令ベクトル演算手段13と、電圧指令ベクトル V^* から1キャリア周期中の3相PWM信号である通電時間信号 T_{up} , T_{un} , T_{vp} , T_{vn} , T_{wp} , T_{wn} を作成するPWM信号作成手段14と、通電時間信号 T_{up} , T_{un} , T_{vp} , T_{vn} , T_{wp} , T_{wn} から半導体スイッチング素子5a～5fに印加する3相PWM信号である駆動信号 U_p , U_n , V_p , V_n , W_p , W_n を発生するPWM信号発生手段15とを備えている。なお、添え字の「p」は正極側であることを意味し、「n」は負極側であることを意味している。

【0007】

次に、インバータ制御部2の動作について説明する。インバータ主回路1の半導体スイッチング素子5a～5fは、正極側の直流母線4aに接続されている半導体スイッチング素子5a, 5c, 5eがオン動作するか負極側の直流母線4bに接続されている半導体スイッチング素子5b, 5d, 5fがオン動作するかのどちらかであり、3相分あるので、全部で8種類（ $2^3=8$ ）のスイッチングパターンないしはスイッチングモードが存在する。これが、電動機7への出力状態である。

そこで、半導体スイッチング素子の状態表記として、半導体スイッチング素子のオン動作状態を論理値1と表記し、オフ動作状態を論理値0と表記し、電動機7への8種類の出力状態を次のようにして $V_0 \sim V_7$ の8種類の電圧ベクトル（基本電圧ベクトル）に対応付ける。この8種類の電圧ベクトルのうち、 $V_1 \sim V_6$ はベクトル長を持つ6つのスイッチングモードに対応した電圧ベクトルであり、残りの V_0 、 V_7 はベクトル長を持たない2つのスイッチングモードに対応した電圧ベクトルである。ここで、電圧ベクトル V_0 、 V_7 は特別に「ゼロベクトル」と称されている。電圧ベクトル $V_1 \sim V_6$ は「基本電圧ベクトル」と称して「ゼロベクトル」と区別する場合が多い。

【0009】

すなわち、電圧ベクトル $V_1 \sim V_6$ の対応関係では、直流母線4aに接続される（W相正極側スイッチング素子の状態、V相正極側スイッチング素子の状態、U相正極側スイッチング素子の状態）が、 $(0, 0, 1)$ の場合を電圧ベクトル V_1 とし、 $(0, 1, 0)$ の場合を電圧ベクトル V_2 とし、 $(0, 1, 1)$ の場合を電圧ベクトル V_3 とし、 $(1, 0, 0)$ の場合を電圧ベクトル V_4 とし、 $(1, 0, 1)$ の場合を電圧ベクトル V_5 とし、 $(1, 1, 0)$ の場合を電圧ベクトル V_6 とする。

【0010】

また、2つのゼロベクトル V_0 、 V_7 の対応関係では、直流母線4aに接続される（W相正極側スイッチング素子の状態、V相正極側スイッチング素子の状態、U相正極側スイッチング素子の状態）が、 $(0, 0, 0)$ の場合をゼロベクトル V_0 とし、 $(1, 1, 1)$ の場合をゼロベクトル V_7 とする。

【0011】

6つの電圧ベクトル $V_1 \sim V_6$ の発生中においては、電動機7の巻線に流れる電流は、直流母線4a、4bに流れるので、直流電流検出手段9にて検出することができ、直流母線電流 I_{dc} として観測することができる。一方、ゼロベクトル V_0 、 V_7 については、直流母線電流 I_{dc} として観測することはできない。

【0012】

図20は、以上説明した8種類の電圧ベクトル（基本電圧ベクトル）、対応するスイッチングモード及び直流母線電流 I_{dc} として観測できる相電流の関係をまとめて示したものである。図20に示すように、相電流は、ゼロベクトル V_0 、 V_7 では、観測不可であるが、電圧ベクトル V_1 では「 I_u （U相電流）」として観測され、電圧ベクトル V_2 では「 I_v （V相電流）」として観測され、電圧ベクトル V_3 では「 $-I_w$ （W相電流）」として観測され、電圧ベクトル V_4 では「 I_w 」として観測され、電圧ベクトル V_5 では「 $-I_v$ 」として観測され、電圧ベクトル V_6 では「 $-I_u$ 」として観測される。

【0013】

さて、電動機7を円滑に回転させるためには、所望の電圧・周波数に対応した磁束を得る必要がある。これは、上記した8種類の電圧ベクトルを適当に組み合わせることで実現することができる。図21は、以上説明した8種類の電圧ベクトル（基本電圧ベクトル）の位相関係、インバータ回転角と電圧指令ベクトルとの関係を説明する図である。図21では、インバータ回転方向が時計回り方向である場合に6つの電圧ベクトル $V_1 \sim V_6$ は、位相平面上に、時計回り方向に V_1 、 V_3 、 V_2 、 V_6 、 V_4 、 V_5 の順序で60度の位相差を持って配置され、原点位置に2つのゼロベクトル V_0 、 V_7 が示されている。

【0014】

また、図21では、電圧ベクトル V_1 （U相）の方向を初期位相としたインバータ回転角 θ が電圧指令ベクトル V^* の位相を与えることが示されている。そして、インバータ回転方向において生ずる上記した6つの電圧ベクトルの中の1つと電圧指令ベクトル V^* との間の位相角は空間ベクトル回転角 θ^* と称されている。なお、空間ベクトル回転角 θ^* の角度範囲は、 $0 \text{ 度} \leq \theta^* < 60 \text{ 度}$ である。

【0015】

各電圧ベクトルの発生割合は、母線電圧に対する出力電圧の割合である変調率によって

による。また、各電圧ベクトルの発生時間は、電圧指令ベクトル V^* と空間ベクトル回転角 θ^* とによって決定される。そこで、相電流判別手段11では、各電圧ベクトルの発生中に図20に示す一覧テーブルに従って直流母線電流 I_{dc} から相電流 I_u 、 I_v 、 I_w を求める。

【0016】

次いで、励磁電流及びトルク電流を求める手段12では、例えば、式(1)に示すような3相2相変換行列 $[C_1]$ および式(2)に示すような回転行列 $[C_2]$ を用いて、相電流判別手段11が求めた相電流 I_u 、 I_v 、 I_w を励磁電流 I_γ （ γ 軸電流）及びトルク電流 I_δ （ δ 軸電流）に変換する。なお、式(2)において、 θ はインバータ回転角であり、回転方向が時計回りの場合を示す。

【0017】

【数1】

$$[C_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

【0018】

【数2】

$$[C_2] = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad \dots (2)$$

【0019】

ここで、励磁電流及びトルク電流を求める手段12が準拠する座標系が、 $d-q$ 軸ではなく、 $\gamma-\delta$ 軸となっている点について説明する。すなわち、電動機7の回転子上でN極側を d 軸とし、回転方向に90度（電気角）進んだ位相を q 軸とする。しかし、同期電動機の駆動にパルスエンコード等の回転子位置を検出するセンサを用いない場合には、インバータ制御部2では回転子の $d-q$ 軸座標を正確に捉えることができず、実際には $d-q$ 軸座標系と位相差 $\Delta\theta$ だけずれて制御している。この位相差 $\Delta\theta$ だけずれた座標系は、一般に $\gamma-\delta$ 軸座標と称され、これを用いるのが慣例となっている。この明細書では、これに準じている。

【0020】

次に、電圧指令ベクトル演算手段13では、励磁電流及びトルク電流を求める手段12が求めた励磁電流 I_γ （ γ 軸電流）及びトルク電流 I_δ （ δ 軸電流）に基づき速度制御を含む各種ベクトル制御演算を行い、次の制御に用いる電圧指令ベクトル V^* の大きさと位相を求める。この位相角は、上記のようにインバータ回転角 θ である。

【0021】

PWM信号作成手段14では、後述する各種の方式によって、電圧指令ベクトル V^* に基づき通電時間信号 T_{up} 、 T_{un} 、 T_{vp} 、 T_{vn} 、 T_{wp} 、 T_{wn} を作成する。これによって、PWM信号発生手段15が、通電時間信号 T_{up} 、 T_{un} 、 T_{vp} 、 T_{vn} 、 T_{wp} 、 T_{wn} から半導体スイッチング素子5a～5fに印加する駆動信号である3相PWM信号 U_p 、 U_n 、 V_p 、 V_n 、 W_p 、 W_n を発生して半導体スイッチング素子5a～5fを制御し、電動機7が駆動される。

【0022】

さて、PWM信号作成手段14においてPWM信号を発生する方式として、従来では、60度の位相差がある2種類の基本電圧ベクトルと、その2種類の基本電圧ベクトルのスイッチング状態の1相のみをスイッチングして得られる大きさを持たない2種類のゼロベクトルの合計4種類の基本電圧ベクトルを用いて発生する方式（以降「3相変調方式」と

い方向と、 0° 位相の位相差がある2種類の基本電圧ベクトルと、上記の8点を付たない2種類のゼロベクトルのうちのひとつとの合計3種類の基本電圧ベクトルを用いて発生する方式（以降「2相変調方式」という）の2方式が主に用いられてきた。

【0023】

これは、具体的には、電圧指令ベクトル演算手段13からの電圧指令ベクトル V^* を対応する2つの基本電圧ベクトルの方向に分解することで、各基本電圧ベクトルの発生時間比率を作成し、1キャリア周期中の各半導体スイッチング素子の通電時間（あるいは非通電時間）を演算する方法である。この方式には次のような難点がある。

【0024】

すなわち、直流母線電圧に対する出力電圧の割合を変調率と称すれば、上記の3相変調方式や2相変調方式では、変調率が低い場合には大きさを持つ 60° の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルの発生時間比率が両ベクトル共に少なくなり、スイッチングモードの保時時間幅が狭くなる。また、変調率がある程度高い場合でも電圧指令ベクトル V^* が一方の基本電圧ベクトルに近い場合は、電圧指令ベクトル V^* から遠い他方の基本電圧ベクトルの発生時間比率が少なくなり、スイッチングモードの保時時間幅が狭くなる。

【0025】

この2つのケースにおいては、スイッチングモードの保時時間幅が短い基本電圧ベクトルの発生区間では、十分な直流電流検出時間が確保できず、電流検出が正しく行えないので、制御性が著しく劣化するという問題があった。

【0026】

そこで、近年、上記のようなケースにおいてスイッチングモードの保時時間幅を確保するために、3相変調方式や2相変調方式とは異なるスイッチングパターンによってPWM信号を発生する方式（以下「拡張PWM方式」という）が提案されてきている（例えば特許文献1）。

【0027】

すなわち、特許文献1では、 120° の位相差がある2種類の基本電圧ベクトルと、それらの基本電圧ベクトルのスイッチング状態の1相のみをスイッチングして得られる大きさを持たないゼロベクトルの合計3種類の基本電圧ベクトルを用いて3相PWM電圧信号を発生する3相PWM電圧発生回路が開示され、また、各々 60° ずつ位相差がある3種類の基本電圧ベクトルを用いて3相PWM電圧信号を発生する3相PWM電圧発生回路が開示されている。

【0028】

この拡張PWM方式では、通電時間信号 T_{up} 、 T_{un} 、 T_{vp} 、 T_{vn} 、 T_{wp} 、 T_{wn} を次の2つの方法で作成する。

【0029】

すなわち、(1) 1キャリア周期中のスイッチングモードとして、互いに 120° の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと、それら2種類の基本電圧ベクトルのどちらかのスイッチング状態から1相のみのスイッチングだけで得られるゼロベクトルの合計3種類のベクトル（これを「第1の組み合わせ」という）の時間比制御によって通電時間信号 T_{up} 、 T_{un} 、 T_{vp} 、 T_{vn} 、 T_{wp} 、 T_{wn} を作成する。

【0030】

(2) また、1キャリア周期中のスイッチングモードとして、各々 60° ずつ位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル（これを「第2の組み合わせ」という）の時間比制御によって通電時間信号 T_{up} 、 T_{un} 、 T_{vp} 、 T_{vn} 、 T_{wp} 、 T_{wn} を作成する。以下、図22～図25を参照して説明する。

【0031】

図22は、第1の組み合わせに用いる3種類の基本電圧ベクトルの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図23は、第1の組み合わせによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態（スイッチングパターン）の一例を示すタイムチャートである。

第1の組み合わせの場合には、例えばインバータ回転角を30度～90度の領域について限定して考えると、図22(a)に示すように、120度の位相差を持つ基本電圧ベクトル $V_1(0, 0, 1)$ 、 $V_2(0, 1, 0)$ と、ゼロベクトル $V_0(0, 0, 0)$ とを用い、図22(b)に示すように、 $V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$ の順に切り替えることで、通電時間信号 T_{up} 、 T_{un} 、 T_{vp} 、 T_{vn} 、 T_{wp} 、 T_{wn} を作成することができる。この場合の直流母線正極側半導体スイッチング素子5a、5c、5eの論理状態(スイッチングパターン)は、図23に示すようになる。PWM信号発生手段15が半導体スイッチング素子5a、5c、5eに与える駆動信号 W_p 、 V_p 、 U_p による電動機7への出力状態が図22(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。

【0033】

図24は、第2の組み合わせに用いる3種類の基本電圧ベクトルの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図25は、第2の組み合わせによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態(スイッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。

【0034】

第2の組み合わせの場合には、例えばインバータ回転角を30度～90度の領域について限定して考えると、図24(a)に示すように、60度の位相差を持つ基本電圧ベクトル $V_1(0, 0, 1)$ 、 $V_3(0, 1, 1)$ 、 $V_2(0, 1, 0)$ を用い、図24(b)に示すように、 $V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3$ の順に切り替えることで、通電時間信号 T_{up} 、 T_{un} 、 T_{vp} 、 T_{vn} 、 T_{wp} 、 T_{wn} を作成することができる。この場合の直流母線正極側半導体スイッチング素子5a、5c、5eの論理状態(スイッチングパターン)は、図25に示すようになる。PWM信号発生手段15が半導体スイッチング素子5a、5c、5eに与える駆動信号 W_p 、 V_p 、 U_p による電動機7への出力状態が図24(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。

【0035】

【特許文献1】特開平7-298631号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0036】

しかしながら、従来の拡張PWM方式では、次のような問題があった。すなわち、120度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと、それらの基本電圧ベクトルのスイッチング状態の1相のみをスイッチングして得られる大きさを持たないゼロベクトルの合計3種類の基本電圧ベクトルを用いて3相PWM信号を作成する方式では、作成する通電時間信号の大きさに制約がある。つまり、作成できる次の制御に用いる電圧指令ベクトルの大きさに制約があり、変調率の低い範囲のみにしか適用できず、使用上の制約が大きかった。

【0037】

また、この方式では、60度の位相差を持つ基本電圧ベクトルを使用しないので、必要以上に有効電流を流すことからインバータ効率が悪くなり、さらにモータ電流に高調波が増加し、騒音や振動が増える傾向があった。加えて、この方式では、ゼロベクトルの保持時間幅が狭くなってくると、2相同時スイッチングに近い領域が発生し、スイッチング自体が不安定になるという問題もあった。

【0038】

一方、各々60度ずつ位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルを用いて3相PWM信号を作成する方式では、ゼロベクトルを用いないので、効率の悪化が大きかった。また、この方式では、1つの基本電圧ベクトルの幅が狭くなってくると、2相同時スイッチングに近い領域が発生し、スイッチング自体が不安定になるので、使用範囲における制約が大きかった。加えて、この方式では、実使用上、変調率あるいは空間ベクトル回転角の制約が多いため、ソフトウェアでの負荷が大きくなり、結果として高いパフォーマンスのハード

フェノが必女であるといノ問題がのつた。

【0039】

この発明は、上記に鑑みてなされたものであり、3相電圧型インバータ装置において、新たな装置を付加せずに、出力電圧範囲の制約が少なく、簡易な方法でスイッチングモードの保持時間幅を広くでき、直流母線の電流検出制約範囲を縮小することのできる3相PWM信号発生装置および方法を得ることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0040】

上述した目的を達成するために、この発明は、半導体スイッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置において、前記半導体スイッチング素子によるスイッチングモードを規定する3相のPWM信号を3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとの組み合わせによって生成する生成手段を備えていることを特徴とする。

【0041】

この発明によれば、特別の装置を付加せずに、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルを用いるという簡単な方法で、変調率の自由度が高く、且つ効率の極度な悪化を防いだPWM信号の生成が可能となる。

【発明の効果】

【0042】

この発明によれば、新たな装置を付加せずに、出力電圧範囲の制約が少なく、簡易な方法でスイッチングモードの保持時間幅を広くでき、直流母線の電流検出制約範囲を縮小する形で3相PWM信号を発生することができるという効果を奏する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0043】

以下に図面を参照して、この発明にかかる3相PWM信号発生装置の好適な実施の形態を詳細に説明する。

【0044】

実施の形態1.

図1は、この発明の実施の形態1による3相PWM信号発生装置を備えるインバータ装置の構成を示すブロック図である。なお、図1では、図19（従来例）に示した構成要素と同一ないしは同等である構成要素には同一の符号が付されている。ここでは、実施の形態1に関わる部分を中心に説明する。

【0045】

図1に示すように、実施の形態1では、図19（従来例）に示した構成において、インバータ制御部2に代えて、インバータ制御部20が設けられている。インバータ制御部20では、図19（従来例）に示したPWM信号作成手段14に代えて、PWM信号作成手段21が設けられている。

【0046】

PWM信号作成手段21は、電圧指令ベクトル作成手段13から電圧指令ベクトル V^* を受け、PWM信号デューティ作成手段22と、PWM信号デューティ作成手段22の出力を受けて通電時間信号 T_{up} 、 T_{un} 、 T_{vp} 、 T_{vn} 、 T_{wp} 、 T_{wn} をPWM信号発生手段15に出力するPWM信号デューティ再分配手段23とで構成されている。

【0047】

ここでは、この実施の形態1によるPWM信号作成手段21の動作について説明する。図2は、PWM信号作成手段21の動作を説明する図である。図2(a)は、PWM信号デューティ作成手段22の動作を説明する図である。図2(b)は、PWM信号デューティ再分配手段23で用いる仮想電圧ベクトルを説明する図である。図2(c)は、PWM信号デューティ再分配手段23の動作を説明する図である。

【0048】

PWM信号デューティ作成手段22では、電圧指令ベクトル演算手段13からの電圧指令ベクトル V^* を、その電圧指令ベクトル V^* を挟む2つの基本電圧ベクトルの方向に分解

ることで、基本電圧ベクトルの発生時間比率を構成する。つまり、この発生時間比率をベクトル長とする60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する。これは、従来の3相変調方式や2相変調方式と同様である。図2(a)を参照して具体的に説明する。

【0049】

図2(a)では、基本電圧ベクトルV1の方向を初期位相とした位相平面において、時計回り方向に60度の間隔で基本電圧ベクトルV3、V2が配置され、インバータ回転角 θ が60度付近にある場合、つまり電圧指令ベクトル V^* が基本電圧ベクトルV3の近傍にある場合の発生時間比率作成の様子が示されている。図2(a)に示すように、電圧指令ベクトル V^* が基本電圧ベクトルV1と基本電圧ベクトルV3との間に在る場合は、電圧指令ベクトル V^* を基本電圧ベクトルV1と基本電圧ベクトルV3の2方向にベクトル分解することで、基本電圧ベクトルV1の発生時間比率 d_1 と、基本電圧ベクトルV3の発生時間比率 d_3 とを作成する。図示できないが、同時に、対応するゼロベクトルも作成される。

【0050】

図2(a)に示すように、基本電圧ベクトルV3の発生時間比率 d_3 は長い、基本電圧ベクトルV1の発生時間比率 d_1 は短い。そのために、従来の3相変調方式や2相変調方式では、基本電圧ベクトルV1の発生時での電流検出が難しいという問題があった。

【0051】

この問題に関し、1キャリア制御周期中に、例えば、基本電圧ベクトルV1、V2、V3およびゼロベクトルV0の組み合わせでPWM信号生成を行うと、変調率が低い場合でも容易に電流検出が行え、且つ変調率が0.5以上の範囲にも適用でき、また効率の極度な悪化が防げるようになる。

【0052】

つまり、PWM信号を60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとの組み合わせを用いて生成できれば、電流検出を容易にし、変調率の制約が少なく、また効率の悪化が少ないといった自由度の高い電圧指令ベクトルを電圧指令ベクトル演算手段13が作成できるようになる。

【0053】

しかし、このような60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとの単純な組み合わせによるPWM信号によって作成される電圧指令ベクトルについては、図2(a)に示した単純な2方向分解によるベクトル作成のルール化が困難であり、PWM信号生成が単純には行えない。この場合には、電圧指令ベクトルを3方向に分解する新たなルールが必要である。

【0054】

そこで、この実施の形態1では、図2(a)に示した2方向分解によるベクトル作成後に、さらに、ゼロベクトルを用いて電圧指令ベクトルを60度の位相差を持つ3つの基本電圧ベクトルと1つのゼロベクトルとに分解することにより、ベクトル作成のルール化が図れるようにした。これを行うのがPWM信号デューティ再分配手段23である。以下、具体的に説明する。

【0055】

ゼロベクトルは、元々長さを持たないベクトルであるが、発生時間の許す範囲で、等しい発生時間比率を有する3つの120度の位相差がある電圧ベクトルの和と仮想的に置き換えても良いと考えることができる。以下、このベクトル長が等しい120度の位相差を持つ3つの電圧ベクトルを、ここでは、仮想電圧ベクトルと称する。図2(b)では、等しい発生時間比率 d' を有する3つの120度の位相差がある仮想電圧ベクトル25、26、27が、図2(a)に示す60度の位相差を持つ3つの基本電圧ベクトルV1、V3、V2と重ねて示されている。図2(b)に示すように、仮想電圧ベクトル25は基本電圧ベクトルV1と同相となり、仮想電圧ベクトル26は基本電圧ベクトルV3と逆相となり、仮想電圧ベクトル27は基本電圧ベクトルV2と同相となる。

PWM信号デューティ再分配手段23では、図2(a)に示した従来の2変調方式や3変調方式によって作成された2種類の基本電圧ベクトルのうち、発生時間比率が短く電流検出が困難となる基本電圧ベクトルの方向が含まれるように、3つの仮想電圧ベクトルをそれぞれ120度の位相差がある基本電圧ベクトルの方向に重ねて両者の発生時間比率を加算する。図2(a)に示した例では、基本電圧ベクトルV1の発生時間比率d1が短いので、PWM信号デューティ再分配手段23では、図2(c)に示すように、等しい発生時間比率d'の3つの仮想電圧ベクトルを基本電圧ベクトルV1と基本電圧ベクトルV2と基本電圧ベクトルV4(-V3)とに重ねてその発生時間比率を加算する。

【 0 0 5 7 】

その結果、基本電圧ベクトルV1, V2, V3方向の発生時間比率d1', d2', d3'は、 $d1' = d1 + d'$ 、 $d2' = d'$ 、 $d3' = d3 - d'$ となる。ここで、加算結果は値1を超えない。つまり、 $d1' + d2' + d3' \leq 1$ がPWM信号デューティ再分配手段23における制約条件である。このような簡単な処理によって、図2(a)に示す従来方式では短い発生時間比率しか得られなかった基本電圧ベクトルV1の発生時間比率を仮想電圧ベクトルの分だけ大きくすることができるので、電流検出が容易になる。PWM信号デューティ再分配手段23では、加算結果が値1以内であるという条件下に、ゼロベクトルを用いて、電圧指令ベクトルの発生時間比率を60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1つのゼロベクトルとに再分配することになる。

【 0 0 5 8 】

次に、図3～図14を参照して、以上のような簡易な方法で作成される3相PWM信号を具体的に説明する。図3は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が60度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図4は、図3に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態(スイッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。

【 0 0 5 9 】

図3(a)では、基本電圧ベクトルV1(0, 0, 1)を初期位相として、インバータ回転角 θ が60度付近にあるときに関係する基本電圧ベクトルV3(0, 1, 1)と基本電圧ベクトルV2(0, 1, 0)とゼロベクトルV0(0, 0, 0)とが示されている。インバータ回転角 θ が60度付近にあるときには、図3(b)に示すように、 $V0 \rightarrow V1 \rightarrow V3 \rightarrow V2 \rightarrow V0 \rightarrow V1$ の順に切り替えることで、通電時間信号Tup, Tun, Tvp, Tvn, Twp, Twnを作成することができる。なお、図3(b)と逆に、 $V0 \rightarrow V2 \rightarrow V3 \rightarrow V1 \rightarrow V0 \rightarrow V2$ の順に切り替えてもよい。

【 0 0 6 0 】

図3(b)に示すように切り替えた場合の直流母線正極側半導体スイッチング素子5a, 5c, 5eの1キャリア制御周期中での論理状態(スイッチングパターン)は、図4に示すようになる。これをパターン#1とする。PWM信号発生手段15が半導体スイッチング素子5a, 5c, 5eに与える駆動信号Wp, Vp, Upによる電動機7への出力状態が図3(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。

【 0 0 6 1 】

ここで、図2(c)の例を図4に当てはめて考えれば、U相の正極側スイッチング素子の通電時間比率は、 $d1' + d3'$ である。また、V相の正極側スイッチング素子の通電時間比率は、 $d2' + d3'$ である。また、W相の正極側スイッチング素子の通電時間比率は、0である。つまり、W相の正極側スイッチング素子は常時オフ動作状態になっている。そして、各相における負極側スイッチング素子5b, 5d, 5fの通電時間比率は、値1から正極側スイッチング素子5a, 5c, 5eの通電時間比率を引いたものとなる。これらの値に、1キャリア制御周期を乗ずることで、各スイッチング素子の1キャリア中の通電時間が定まる。

このようにして、PWM信号ディティ再分配手段23により、U相、V相、W相の正極側スイッチング素子5a、5c、5eの1キャリア中の通電時間 T_{up} 、 T_{vp} 、 T_{wp} 、および負極側スイッチング素子5b、5d、5fの1キャリア中の通電時間 T_{un} 、 T_{vn} 、 T_{wn} が得られる。これに基づき、PWM信号発生手段15からスイッチング素子5a、5c、5e、5b、5d、5fに対して駆動信号 U_p 、 V_p 、 W_p 、 U_n 、 V_n 、 W_n が発せられ、電動機7が駆動可能となる。

【0063】

同様に、基本電圧ベクトル V_1 を初期位相として、インバータ回転角が120度付近（基本電圧ベクトル V_2 方向）にある場合（図5、図6）、インバータ回転角が180度付近（基本電圧ベクトル V_6 方向）にある場合（図7、図8）、インバータ回転角が240度付近（基本電圧ベクトル V_4 方向）にある場合（図9、図10）、インバータ回転角が300度付近（基本電圧ベクトル V_5 方向）にある場合（図11、図12）、インバータ回転角が0度付近（基本電圧ベクトル V_1 方向）にある場合（図13、図14）のPWM信号の生成状態も示すことができる。

【0064】

図5は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角 θ が120度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図6は、図5に示す3種類の基本電圧ベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態（スイッチングパターン）の一例を示すタイムチャートである。

【0065】

図5（a）では、基本電圧ベクトル V_1 を初期位相とするインバータ回転角 θ が120度付近にあるときに関係する基本電圧ベクトル V_3 （0，1，1）と基本電圧ベクトル V_2 （0，1，0）と基本電圧ベクトル V_6 （1，1，0）とゼロベクトル V_7 （1，1，1）とが示されている。インバータ回転角 θ が120度付近にあるときには、図5（b）に示すように、 $V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3$ の順に切り替えることで、通電時間信号 T_{up} 、 T_{un} 、 T_{vp} 、 T_{vn} 、 T_{wp} 、 T_{wn} を作成することができる。なお、図5（b）と逆に、 $V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6$ の順に切り替えてもよい。

【0066】

図5（b）に示すように切り替えた場合の直流母線正極側半導体スイッチング素子5a、5c、5eの1キャリア制御周期中での論理状態（スイッチングパターン）は、図6に示すようになる。これをパターン#2とする。PWM信号発生手段15が半導体スイッチング素子5a、5c、5eに与える駆動信号 W_p 、 V_p 、 U_p による電動機7への出力状態が図5（b）に示す切り替え順序で変化していることが解る。この場合にはV相の正極側半導体スイッチング素子は常時オン動作状態になっている。

【0067】

図7は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角 θ が180度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図8は、図7に示す3種類の基本電圧ベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態（スイッチングパターン）の一例を示すタイムチャートである。

【0068】

図7（a）では、基本電圧ベクトル V_1 を初期位相とするインバータ回転角 θ が180度付近にあるときに関係する基本電圧ベクトル V_2 （0，1，0）と基本電圧ベクトル V_6 （1，1，0）と基本電圧ベクトル V_4 （1，0，0）とゼロベクトル V_0 （0，0，0）とが示されている。インバータ回転角 θ が180度付近にあるときには、図7（b）に示すように、 $V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2$ の順に切り替えることで、通電時間信号 T_{up} 、 T_{un} 、 T_{vp} 、 T_{vn} 、 T_{wp} 、 T_{wn} を作成することができる。なお、図7（b）と逆に、 $V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4$ の順に切り替えてもよい。

図7(b)に示すように切り替えた場合の直流母線正極側半導体スイッチング素子5a, 5c, 5eの1キャリア制御周期中での論理状態(スイッチングパターン)は、図8に示すようになる。これをパターン#3とする。PWM信号発生手段15が半導体スイッチング素子5a, 5c, 5eに与える駆動信号 W_p , V_p , U_p による電動機7への出力状態が図7(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。この場合にはU相の正極側半導体スイッチング素子は常時オフ動作状態になっている。

【0070】

図9は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角 θ が240度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図10は、図9に示す3種類の基本電圧ベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態(スイッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。

【0071】

図9(a)では、基本電圧ベクトル V_1 を初期位相とするインバータ回転角 θ が240度付近にあるときに関係する基本電圧ベクトル $V_6(1, 1, 0)$ と基本電圧ベクトル $V_4(1, 0, 0)$ と基本電圧ベクトル $V_5(1, 0, 1)$ とゼロベクトル $V_7(1, 1, 1)$ とが示されている。インバータ回転角 θ が240度付近にあるときには、図9(b)に示すように、 $V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6$ の順に切り替えることで、通電時間信号 T_{up} , T_{un} , T_{vp} , T_{vn} , T_{wp} , T_{wn} を作成することができる。なお、図9(b)と逆に、 $V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5$ の順に切り替えてもよい。

【0072】

図9(b)に示すように切り替えた場合の直流母線正極側半導体スイッチング素子5a, 5c, 5eの1キャリア制御周期中での論理状態(スイッチングパターン)は、図10に示すようになる。これをパターン#4とする。PWM信号発生手段15が半導体スイッチング素子5a, 5c, 5eに与える駆動信号 W_p , V_p , U_p による電動機7への出力状態が図9(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。この場合にはW相の正極側半導体スイッチング素子は常時オン動作状態になっている。

【0073】

図11は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角 θ が300度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図12は、図11に示す3種類の基本電圧ベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態(スイッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。

【0074】

図11(a)では、基本電圧ベクトル V_1 を初期位相とするインバータ回転角 θ が240度付近にあるときに関係する基本電圧ベクトル $V_4(1, 0, 0)$ と基本電圧ベクトル $V_5(1, 0, 1)$ と基本電圧ベクトル $V_1(0, 0, 1)$ とゼロベクトル $V_0(0, 0, 0)$ とが示されている。インバータ回転角 θ が300度付近にあるときには、図11(b)に示すように、 $V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4$ の順に切り替えることで、通電時間信号 T_{up} , T_{un} , T_{vp} , T_{vn} , T_{wp} , T_{wn} を作成することができる。なお、図11(b)と逆に $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1$ の順に切り替えてもよい。

【0075】

図11(b)に示すように切り替えた場合の直流母線正極側半導体スイッチング素子5a, 5c, 5eの1キャリア制御周期中での論理状態(スイッチングパターン)は、図12に示すようになる。これをパターン#5とする。PWM信号発生手段15が半導体スイッチング素子5a, 5c, 5eに与える駆動信号 W_p , V_p , U_p による電動機7への出力状態が図11(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。この場合にはV相の正極側半導体スイッチング素子は常時オフ動作状態になっている。

【0076】

図13は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角 θ が0度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図14は、図13に示す3種類の基本電圧ベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態（スイッチングパターン）の一例を示すタイムチャートである。

【0077】

図13(a)では、基本電圧ベクトルV1を初期位相とするインバータ回転角 θ が0度付近にあるときに関係する基本電圧ベクトルV5(1, 0, 1)と基本電圧ベクトルV1(0, 0, 1)と基本電圧ベクトルV3(0, 1, 1)とゼロベクトルV7(1, 1, 1)とが示されている。インバータ回転角 θ が0度付近にあるときには、図13(b)に示すように、V7→V5→V1→V3→V7→V5の順に切り替えることで、通電時間信号Tup, Tun, Tvp, Tvn, Twp, Twnを作成することができる。なお、図13(b)と逆に、V7→V3→V1→V5→V7→V3の順に切り替えてもよい。

【0078】

図13(b)に示すように切り替えた場合の直流母線正極側半導体スイッチング素子5a, 5c, 5eの1キャリア制御周期中での論理状態（スイッチングパターン）は、図14に示すようになる。これをパターン#6とする。PWM信号発生手段15が半導体スイッチング素子5a, 5c, 5eに与える駆動信号Wp, Vp, Upによる電動機7への出力状態が図13(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。この場合にはU相の正極側半導体スイッチング素子は常時オン動作状態になっている。

【0079】

ここで、以上説明した60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する手法は、インバータ回転角が60度の整数倍付近、つまり、基本電圧ベクトルV1～V6の付近で特に有効であるので、上記したパターン#1～#6の切り替えは、60度の位相差を持つ2つの基本電圧ベクトルの真ん中付近で行うのが良い。これを一般式で示すと次のようになる。

【0080】

すなわち、基本電圧ベクトルV1の方向を初期位相としたインバータ回転角に対し、60度の位相差を持つ2つの基本電圧ベクトルの真ん中に位置するインバータ回転角を切替位相角度 $\theta\alpha$ とすれば、整数nを用いて、 $\theta\alpha = 30 + 60 \times n$ 、と表すことができる。

【0081】

図15-1は、インバータ回転角とパターン#1～#6との関係をまとめて示す一覧図である。図15-2は、インバータ回転角とパターン#1～#6との関係を位相平面上で示す図である。図15-1、図15-2に示すように、基本電圧ベクトルV1の方向を初期位相とするインバータ回転角が、0度 $\leq \theta < 30$ 度では図14に示したパターン#6となり、30度 $\leq \theta < 90$ 度では図4に示したパターン#1となり、90度 $\leq \theta < 150$ 度では図6に示したパターン#2となり、150度 $\leq \theta < 210$ 度では図8に示したパターン#3となり、210度 $\leq \theta < 270$ 度では図10に示したパターン#4となり、270度 $\leq \theta < 330$ 度では図12に示したパターン#5となり、330度 $\leq \theta < 360$ 度では図14に示したパターン#6となる。なお、図15-1中では、各パターンの範囲を、“A度以上、B度未満”のように表しているが、範囲の端点の含め方はいずれの側にしてもよい。

【0082】

このように、実施の形態1によれば、特別の装置を付加せずに、60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いるという簡単な方法で、変調率の自由度が高く、且つ効率の極度な悪化を防いだPWM信号の生成が可能となる。

【0083】

実施の形態2.

図16は、この発明の実施の形態2による3相PWM信号発生装置を備えるインバータ装置においてその3相PWM信号発生装置におけるPWM信号作成手段の動作を説明する

図である。この大抵の形態2では、大抵の形態1と同様に、 U 、 V 、 W の位相を付する種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてP W M信号の生成するが、電動機の低速側への運転範囲を確保する場合の構成例が示されている。

【0084】

そのため、この実施の形態2では、図1（実施の形態1）に示した構成におけるP W M信号作成手段21において、P W M信号デューティ作成手段22は実施の形態1と同様の動作を行うが、P W M信号デューティ再分配手段23が実施の形態1とは異なる動作を行うようになっている。以下、図1を参照して説明する。

【0085】

電動機7の低速側への運転範囲確保のためには、変調率をより低くすること、つまり電圧指令ベクトル V^* の長さ $|V^*|$ をより短くすることが必要である。そのような制御を可能とするためには、電流検出を行う基本電圧ベクトルの発生時間比率を確保する必要がある。元々、基本電圧ベクトルの発生時間比率は、母線電圧 V_{dc} の大きさやインバータ主回路1等のハードウェア側の制約に依存したミニマム値を有している。

【0086】

そこで、この実施の形態2では、3相電流の総和はゼロであるので、これを利用すれば電動機7の制御は、最低2相の電流情報が得られれば成立することに着目して電動機7の低速側への運転範囲が確保できるようにしている。具体的には、60度ずつの位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルのうち、真ん中の電圧ベクトルに割り付ける発生時間比率をミニマム値などの所定値とすれば、両側にある120度の位相差を持つ2つの基本電圧ベクトルにて電流検出可能な発生時間比率が確保できるので、このような特殊な範囲でも、電動機7の制御は引き続き可能となる。なお、所定値としてミニマム値を採用するときには、P W Mの発生保持時間の下限は半導体スイッチング素子や演算するC P Uによって決まってくるので、ハードウェアの限界は考慮して、発生時間比率のミニマム値を決めるようにする。

【0087】

図16を参照して具体的に説明する。図16（a）は、図2（a）と同じ内容を示し、P W M信号デューティ作成手段22の動作を説明する図である。図16（b）は、図2（b）と同じ内容を示し、この実施の形態2によるP W M信号デューティ再分配手段23で用いる仮想電圧ベクトルを説明する図である。図16（c）は、図2（c）と同じ内容を示し、この実施の形態2によるP W M信号デューティ再分配手段23の動作を説明する図である。

【0088】

図16（a）では、基本電圧ベクトル V_1 の方向を初期位相とした位相平面において、時計回り方向に60度の間隔で基本電圧ベクトル V_3 、 V_2 が配置され、インバータ回転角 θ が60度付近にある場合、つまり電圧指令ベクトル V^* が基本電圧ベクトル V_3 の近傍にある場合の発生時間比率作成の様子が示されている。図16（a）に示すように電圧指令ベクトル V^* が基本電圧ベクトル V_1 と基本電圧ベクトル V_3 との間に在る場合は、電圧指令ベクトル V^* を基本電圧ベクトル V_1 と基本電圧ベクトル V_3 の2方向にベクトル分解することで、基本電圧ベクトル V_1 の発生時間比率 d_1 と、基本電圧ベクトル V_3 の発生時間比率 d_3 とを作成する。

【0089】

図16（b）では、等しい発生時間比率 d' を有する3つの120度位相差がある仮想電圧ベクトル30、31、32が、図16（a）に示す3つの基本電圧ベクトル V_1 、 V_3 、 V_2 と重ねて示されている。図16（b）に示すように、仮想電圧ベクトル30は基本電圧ベクトル V_1 と同相となり、仮想電圧ベクトル31は基本電圧ベクトル V_3 と逆相となり、仮想電圧ベクトル32は基本電圧ベクトル V_2 と同相となる。

【0090】

この実施の形態2によるP W M信号デューティ再分配手段23では、発生時間比率が短く電流検出困難となる基本電圧ベクトルの方向が含まれるように、3つの仮想電圧ベクトル

ルで与えられる位相角がある基本電圧ベクトルの方向に並べての発生時間比率を加算するが、中央の基本電圧ベクトルの発生時間比率は上記のミニマム値 d_{min} を与える。図 16 (a) に示した例では、基本電圧ベクトル V_1 、 V_2 が両側の 2 つの基本電圧ベクトルであり、基本電圧ベクトル V_3 が中央の基本電圧ベクトルであるので、図 16 (c) に示すように、等しい発生時間比率 d' の 3 つの仮想電圧ベクトルのうち、基本電圧ベクトル V_1 及び基本電圧ベクトル V_2 とそれに対応する仮想電圧ベクトルの間ではその発生時間比率を加算するが、中央の基本電圧ベクトル V_3 の発生時間比率はミニマム値 d_{min} を与える。

【0091】

ここで、ミニマム値 d_{min} と図 16 (a) にて求めた基本電圧ベクトル V_3 の発生時間比率 d_3 との関係は、 $d_{min} = d_3 - d'$ となる。したがって、仮想電圧ベクトルの発生時間比率 d' 、つまり仮想電圧ベクトルの長さは、この式を満たすように、 $d' = d_3 - d_{min}$ と設定すれば良いことになる。なお、基本電圧ベクトル V_1 、 V_2 方向の発生時間比率 d_1' 、 d_2' は、図 2 (c) にて説明したように、 $d_1' = d_1 + d'$ 、 $d_2' = d_2 + d'$ となる。

【0092】

但し、再分配する際の真ん中の基本電圧ベクトルに与える発生時間比率は、必ずしもミニマム値 d_{min} である必要はなく、使用する電動機 7 の種類や負荷側の条件によって所定値に定めれば良い。また、この真ん中の基本電圧ベクトルの発生時間比率として与える所定値は、必要に応じて運転周波数等によって可変させても良い。

【0093】

次に、この実施の形態 2 による発生時間比率を従来方式と比較して説明し、優位差が存することを示す。図 17-1 は、従来の 3 相変調方式や 2 相変調方式にて得られる変調率 0.3 時での 2 種類の基本電圧ベクトルとゼロベクトルの発生時間比率を示した図である。図 17-2 は、実施の形態 2 にて得られる変調率 0.3 時での 3 種類の基本電圧ベクトルとゼロベクトルの発生時間比率を示した図である。なお、図 17-2 では、ミニマム値 d_{min} は、4% としている。また、図 17-1 と図 17-2 では、インバータ回転方向に現れる基本電圧ベクトル順に、基本電圧ベクトル 1、基本電圧ベクトル 2、基本電圧ベクトル 3 としている。

【0094】

図 17-1 と図 17-2 の比較から理解できるように、実施の形態 2 による PWM 信号発生方法の方が、インバータ回転角に依らず両側の 2 種類の基本電圧ベクトルの発生時間比率が確保できている様子が分かる。図 17-1 に示す従来の方法では、変調率が低くなるほど、電動機 7 の制御性が悪化するので、実施の形態 2 に示す方法が有効であることがこの図からも明らかである。

【0095】

このように、実施の形態 2 によれば、60 度毎の位相差を持つ 3 種類の基本電圧ベクトルのうち、真ん中の基本電圧ベクトルの長さを所定値にするようにし、インバータ回転角に依らず両側の 2 種類の基本電圧ベクトルの発生時間比率が確保できるようにしたので、電動機の低速側への運転範囲を広くすることができる。

【0096】

実施の形態 3.

図 18-1 ~ 図 18-3 は、この発明の実施の形態 3 として、以上説明した実施の形態 1 や実施の形態 2 による PWM 信号を発生する方法と従来の 3 相変調方式や 2 相変調方式による PWM 信号を発生する方法とを併用する場合の構成方法を説明する図である。図 18-1 に示す PWM 信号作成手段 21 は、図 19 に示す PWM 信号作成手段 14 に相当する PWM デューティ作成手段 22 に PWM 信号デューティ再分配手段 23 を追加した構成であるので、このような併用が可能となる。

【0097】

図 18-1 に示すように、電動機の運転周波数と負荷トルクとの関係特性において、例

えは、切替ポイント４１を同速運転に移行する前に設定し、低速では図１に示すPWM信号作成手段２１によって実施の形態１や実施の形態２によるPWM信号を発生し、高速では図１９に示すPWM信号作成手段１４によって従来の３相変調方式や２相変調方式によるPWM信号を発生する構成を採ることができる。実際の運転周波数で切り替えを行う場合は、切替周波数にヒステリシス特性を持たせることで、ハンチング等の悪影響を防ぐことができる。なお、運転周波数は、実際の運転周波数でもよく、また運転周波数指令でもよい。この構成によれば、効率の最適化、高速運転領域でのCPU等の処理負荷の軽減が行える。

【００９８】

図１８－２に示すように、電動機の運転周波数と負荷トルクとの関係特性において、例えば、切替ポイント４２を、電動機に掛かる負荷トルクが高負荷を示す所定値、あるいは電動機に流れる電流が高電流を示す所定値に設定し、軽負荷あるいは低電流が観測された場合は、図１に示すPWM信号作成手段２１によって実施の形態１や実施の形態２によるPWM信号を発生し、高負荷あるいは高電流が観測された場合は、図１９に示すPWM信号作成手段１４によって従来の３相変調方式や２相変調方式によるPWM信号を発生する構成を採ることができる。この場合も、スレッシュホールドにヒステリシス特性を持たせることで、ハンチング等の悪影響を防ぐことができる。この構成によれば、効率の最適化、高速運転領域でのCPU等の処理負荷の軽減が行える。

【００９９】

図１８－３では、インバータ回転角に応じてPWM信号の発生方法を切り替える例が示されている。例えば、位相平面上において、インバータ回転角が１５度～４５度、７５度～１０５度、１３５度～１６５度、１９５度～２２５度、２５５度～２８５度、３１５度～３４５度の各範囲では、図１９に示すPWM信号作成手段１４によって従来の３相変調方式や２相変調方式によるPWM信号を発生し、それ以外の０度～１５度、４５度～７５度、１０５度～１３５度、１６５度～１９５度、２２５度～２５５度、２８５度～３１５度、３４５度～３６０度の各範囲では、図１に示すPWM信号作成手段２１によって実施の形態１や実施の形態２によるPWM信号を発生するように、それぞれの範囲に切替ポイントを設定する構成を採ることができる。このように、電圧指令ベクトルが各基本電圧ベクトル方向付近を通過中の場合と、それ以外の領域を通過中の場合とで、２つのPWM信号発生方法を分けて使用することで、特に低速運転領域での効率の最適化が行える。

【０１００】

以上説明したように、実施の形態１～３によれば、３種類の実ベクトルと１種類のゼロベクトルとを用いて３相PWM信号を発生するようにしたので、変調率が低い領域、あるいは、例えば基本電圧ベクトルV₁方向を初期位相とした時のインバータ回転角が６０度の整数倍付近である時でも、直流母線電流の検出が精度良く行えるようになる。特に、軽負荷運転時や低速運転時にも制御性を向上させることができる。

【０１０１】

また、効率の悪化も少なくすることができる。また、騒音や振動に対する影響も軽減することができる。そして、変調率の高い範囲でも使用可能である。加えて、従来の３相変調方式や２相変調方式をベースにしてPWM信号の作成を行うので、ソフト負荷への影響が少なく、３相変調方式や２相変調方式に切り替える必要がある場合でも容易に行えるようになる。また、起動に関しての信頼性も向上させることができる。

【産業上の利用可能性】

【０１０２】

以上のように、この発明にかかる３相PWM信号発生装置及び方法は、３相電圧型インバータ装置の適用範囲を拡大するのに有用である。

【図面の簡単な説明】

【０１０３】

【図１】この発明の実施の形態１による３相PWM信号発生装置を備えるインバータ装置の構成を示すブロック図である。

【図2】図1に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する動作を説明する図である。

【図3】3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が60度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

【図4】図3に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態（スイッチングパターン）の一例を示すタイムチャートである（パターン#1）。

【図5】3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が120度付近にあるときの位相平面上での関係および3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

【図6】図3に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態（スイッチングパターン）の一例を示すタイムチャートである（パターン#2）。

【図7】3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が180度付近にあるときの位相平面上での関係および3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

【図8】図7に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態（スイッチングパターン）の一例を示すタイムチャートである（パターン#3）。

【図9】3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が240度付近にあるときの位相平面上での関係および3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

【図10】図9に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態（スイッチングパターン）の一例を示すタイムチャートである（パターン#4）。

【図11】3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が300度付近にあるときの位相平面上での関係および3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

【図12】図11に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態（スイッチングパターン）の一例を示すタイムチャートである（パターン#5）。

【図13】3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が0度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

【図14】図13に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態（スイッチングパターン）の一例を示すタイムチャートである（パターン#6）。

【図15-1】インバータ回転角とパターン#1～#6との関係をまとめて示す一覧図である。

【図15-2】図15-1に示すインバータ回転角とパターン#1～#6との関係を位相平面上で示す図である。

【図16】この発明の実施の形態2による3相PWM信号発生装置を備えるインバータ装置においてその3相PWM信号発生装置におけるPWM信号作成手段の動作を説

明する図である。

【図 17-1】従来の 3 相変調方式や 2 相変調方式での 2 種類の基本電圧ベクトルとゼロベクトルの発生時間比率を示した図である。

【図 17-2】実施の形態 2 による 3 種類の基本電圧ベクトルとゼロベクトルの発生時間比率を示した図である。

【図 18-1】この発明の実施の形態 3 として、この実施の形態 1, 2 による PWM 信号を発生する方法と従来の 3 相変調方式や 2 相変調方式による PWM 信号を発生する方法とを併用する場合の構成方法を説明する図である (その 1)。

【図 18-2】この発明の実施の形態 3 として、実施の形態 1, 2 による PWM 信号を発生する方法と従来の 3 相変調方式や 2 相変調方式による PWM 信号を発生する方法とを併用する場合の構成方法を説明する図である (その 2)。

【図 18-3】この発明の実施の形態 3 として、この実施の形態 1, 2 による PWM 信号を発生する方法と従来の 3 相変調方式や 2 相変調方式による PWM 信号を発生する方法とを併用する場合の構成方法を説明する図である (その 3)。

【図 19】従来のインバータ装置の構成例を示すブロック図である。

【図 20】8 種類の基本電圧ベクトル、対応するスイッチングモード及び直流母線電流として観測できる相電流の関係を示す図である。

【図 21】8 種類の基本電圧ベクトルの位相関係、インバータ回転角と電圧指令ベクトルとの関係を説明する図である。

【図 22】図 19 に示す PWM 信号作成手段での第 1 の組み合わせに用いる 3 種類の基本電圧ベクトルの位相平面上での関係及び 3 種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

【図 23】第 1 の組み合わせによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態 (スイッチングパターン) の一例を示すタイムチャートである。

【図 24】図 19 に示す PWM 信号作成手段での第 2 の組み合わせに用いる 3 種類の基本電圧ベクトルの位相平面上での関係及び 3 種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

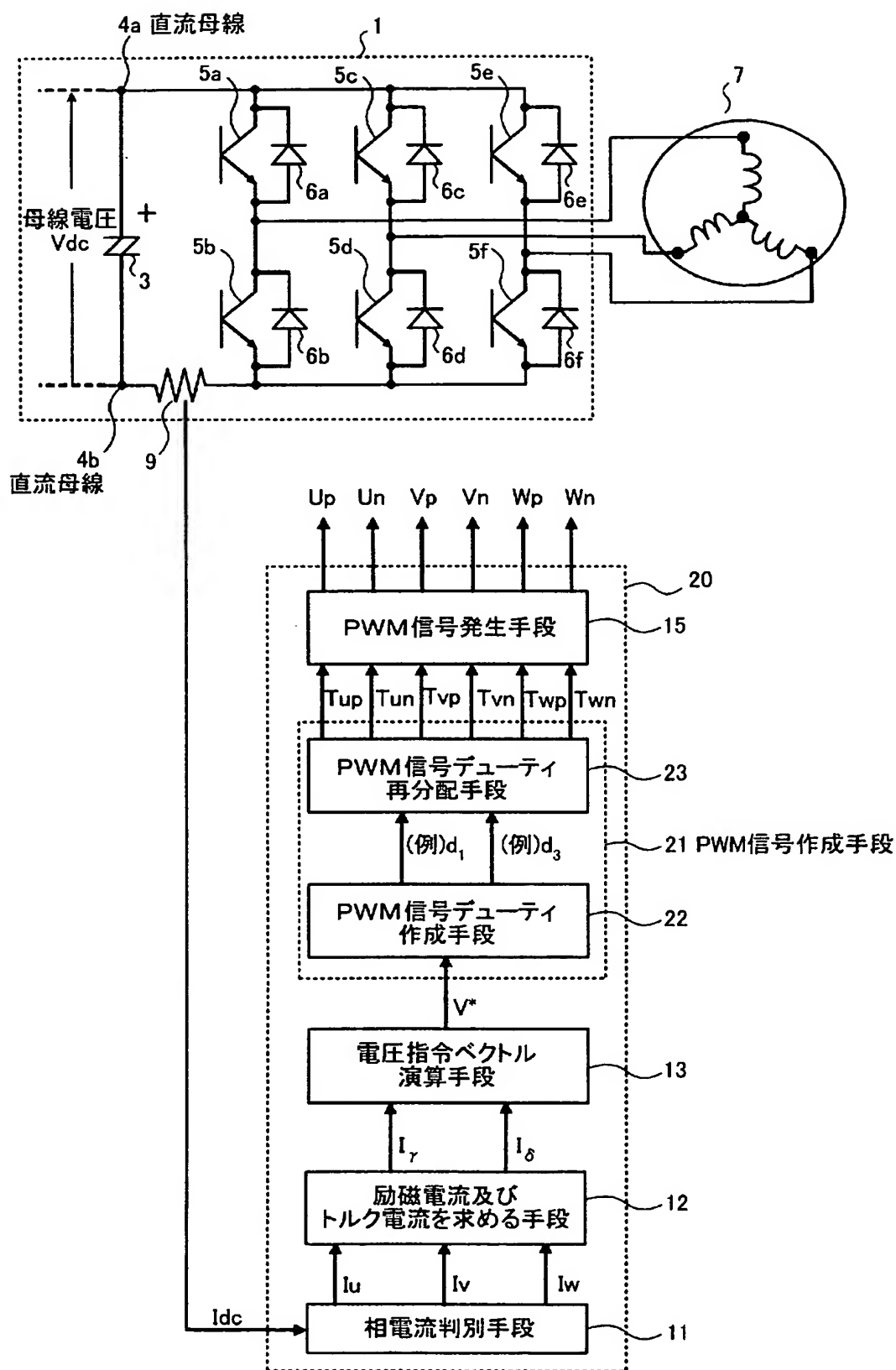
【図 25】第 2 の組み合わせによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態 (スイッチングパターン) の一例を示すタイムチャートである。

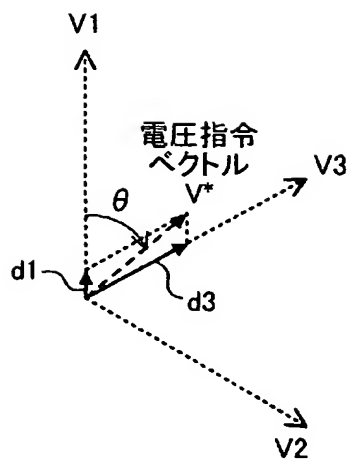
【符号の説明】

【0104】

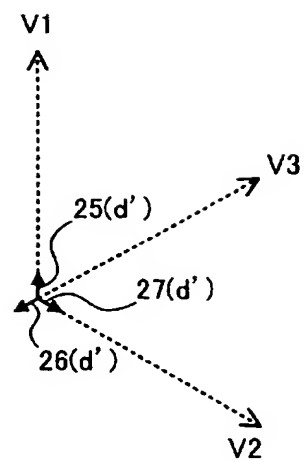
- 1 インバータ主回路
- 3 直流電源
- 4 a, 4 b 直流母線
- 5 a, 5 b, 5 c, 5 d, 5 e, 5 f 半導体スイッチング素子
- 6 a, 6 b, 6 c, 6 d, 6 e, 6 f フライホイールダイオード
- 7 電動機
- 9 直流電流検出手段
- 11 相電流判別手段
- 12 励磁電流及びトルク電流を求める手段
- 13 電圧指令ベクトル演算手段
- 15 PWM 信号発生手段
- 20 インバータ制御部
- 21 PWM 信号作成手段
- 22 PWM 信号デューティ作成手段
- 23 PWM 信号デューティ再分配手段
- 25, 26, 27 仮想電圧ベクトル
- 31, 32, 33 仮想電圧ベクトル
- 41, 42 切替ポイント

【図 1】

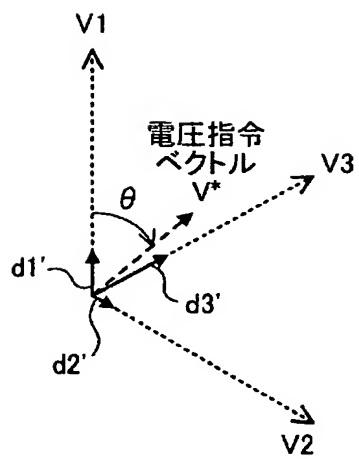




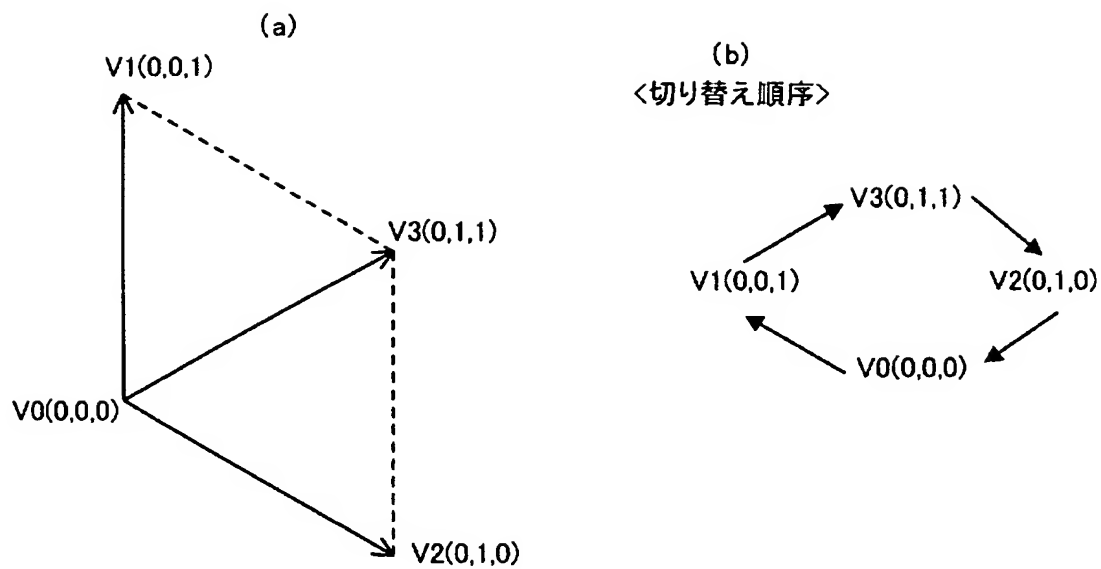
(a)



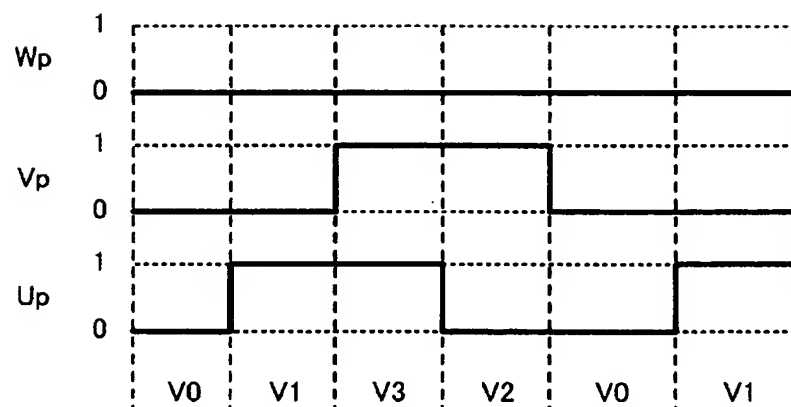
(b)

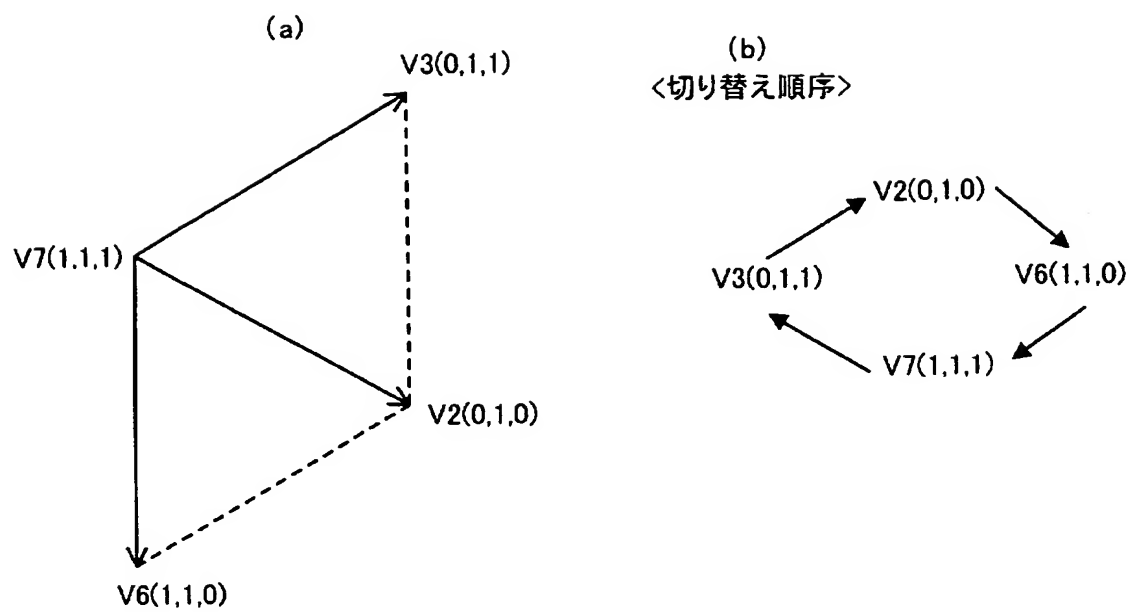


(c)

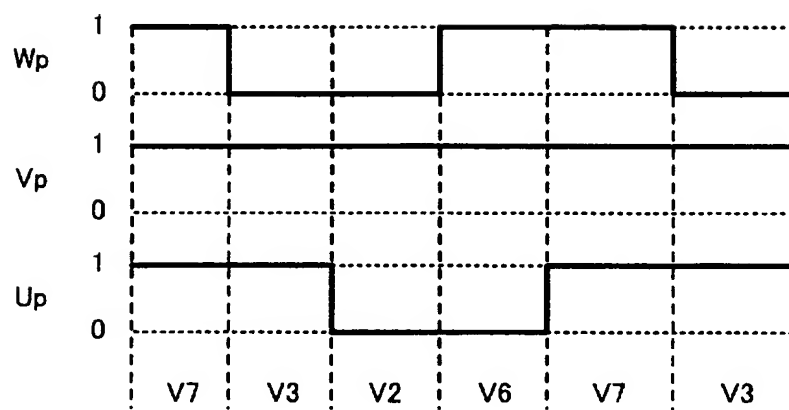


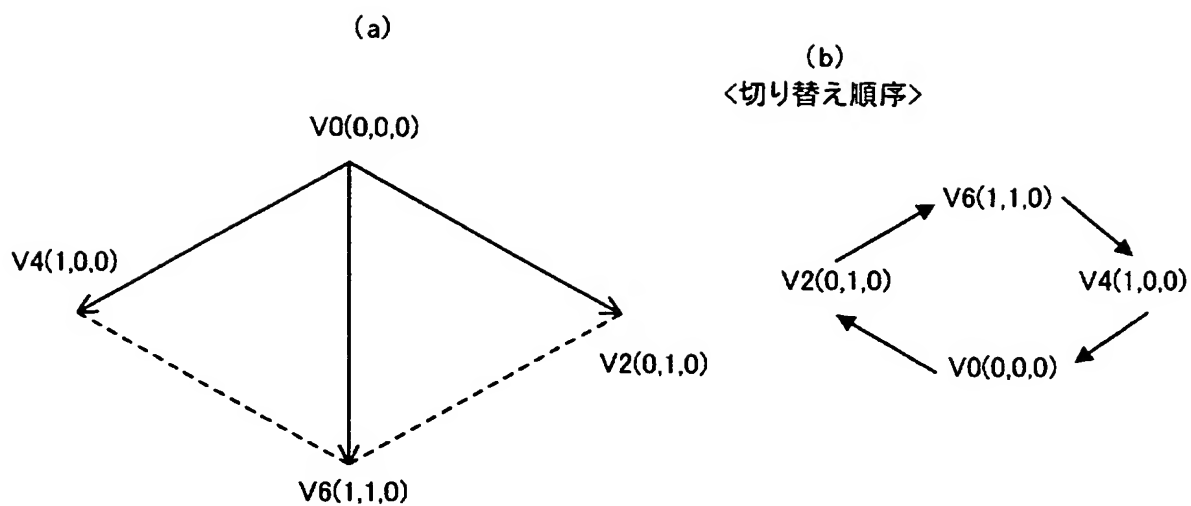
【 図 4 】



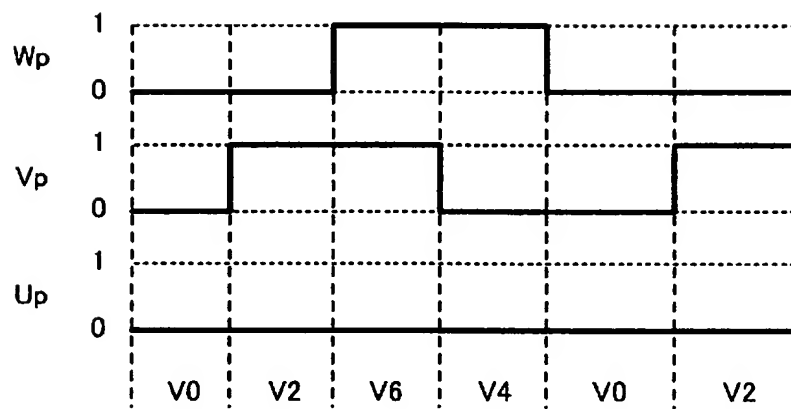


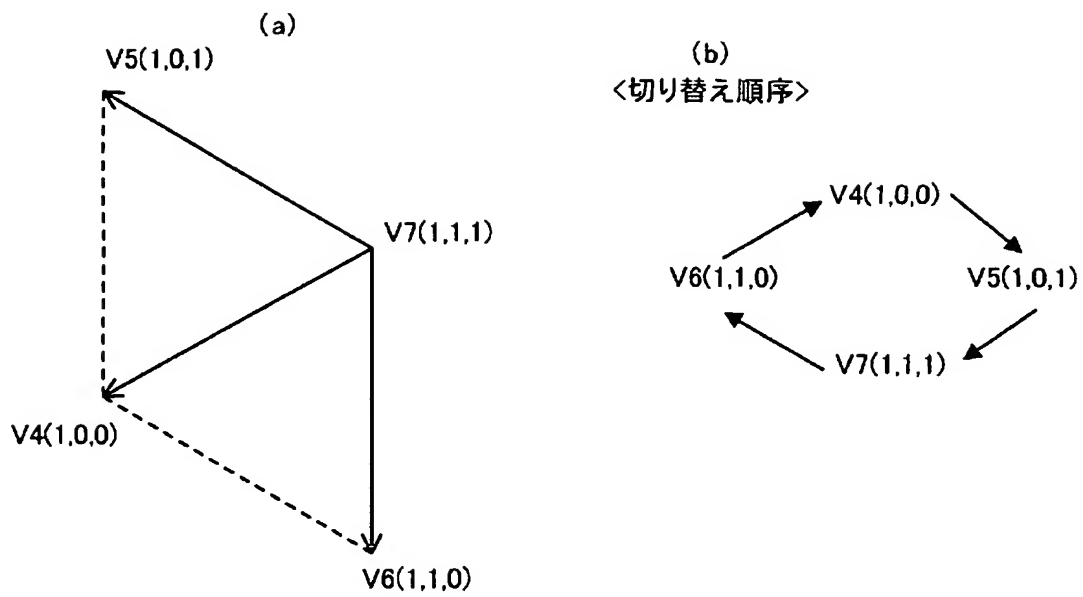
【 図 6 】



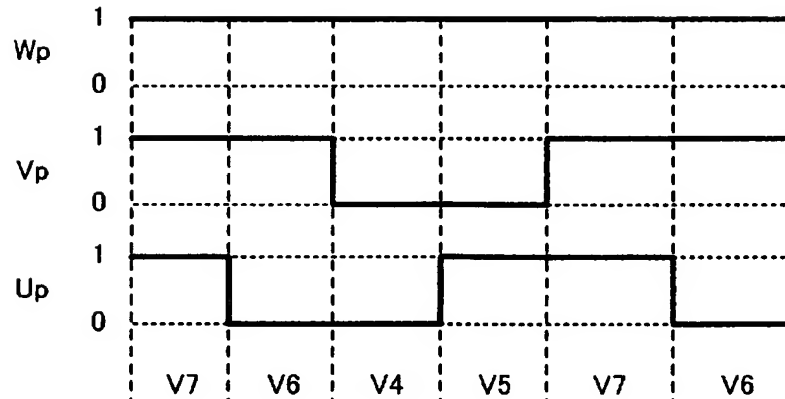


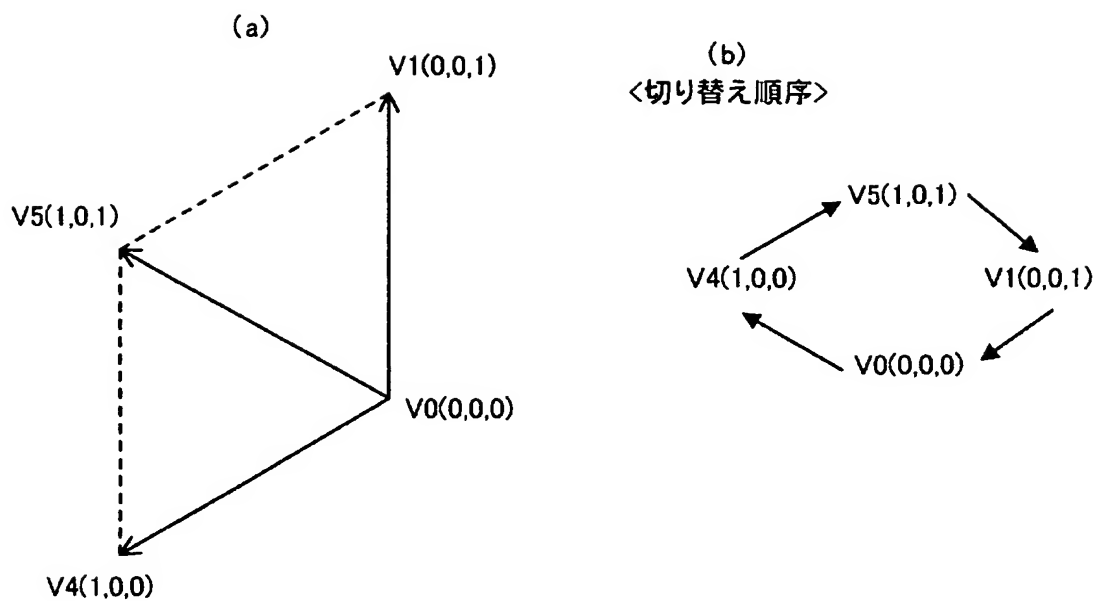
【 図 8 】



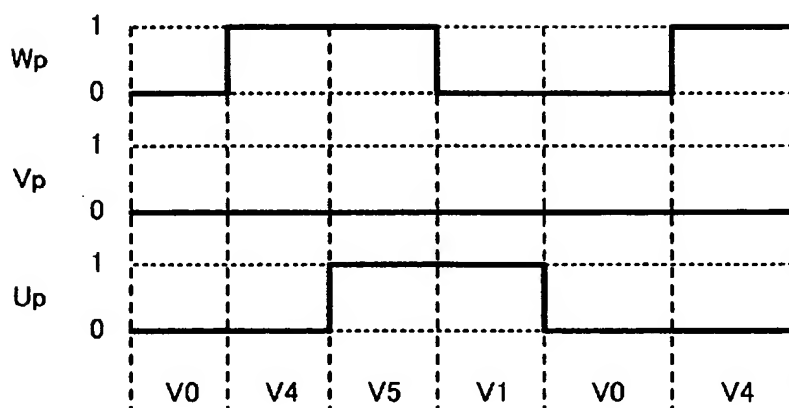


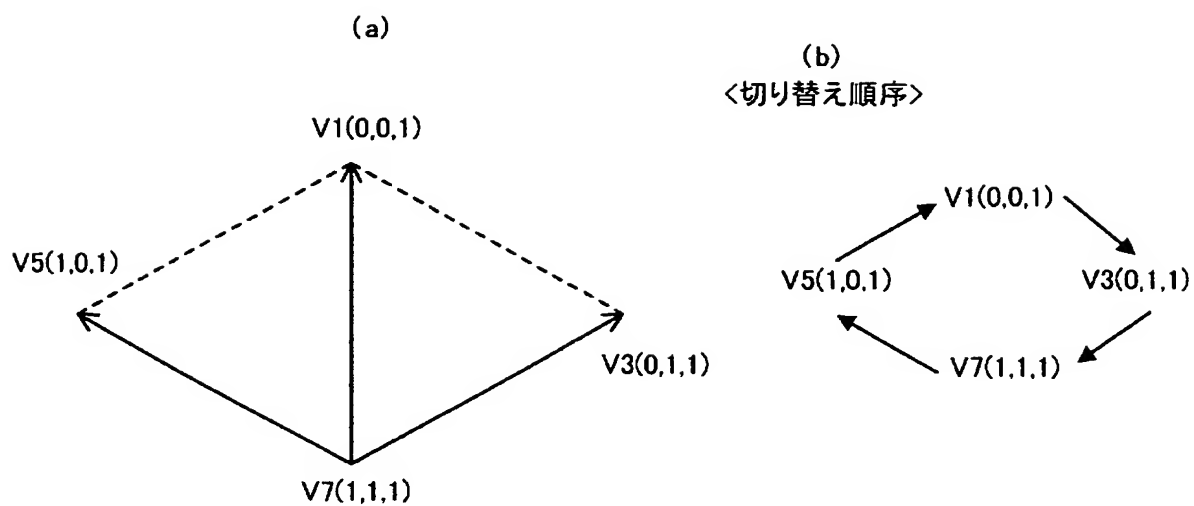
【図 1 0】



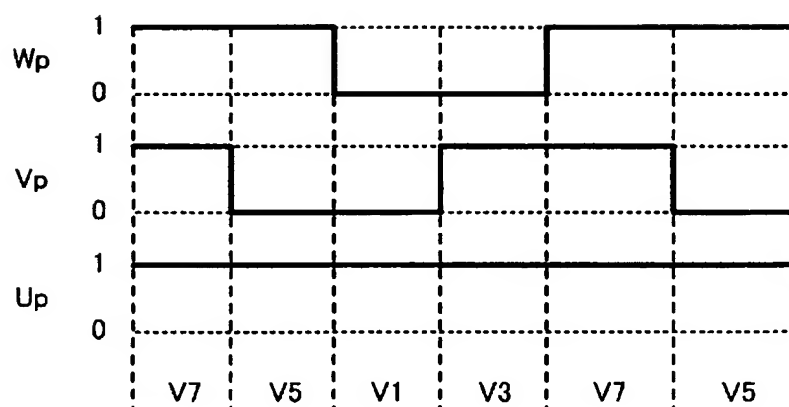


【 図 1 2 】



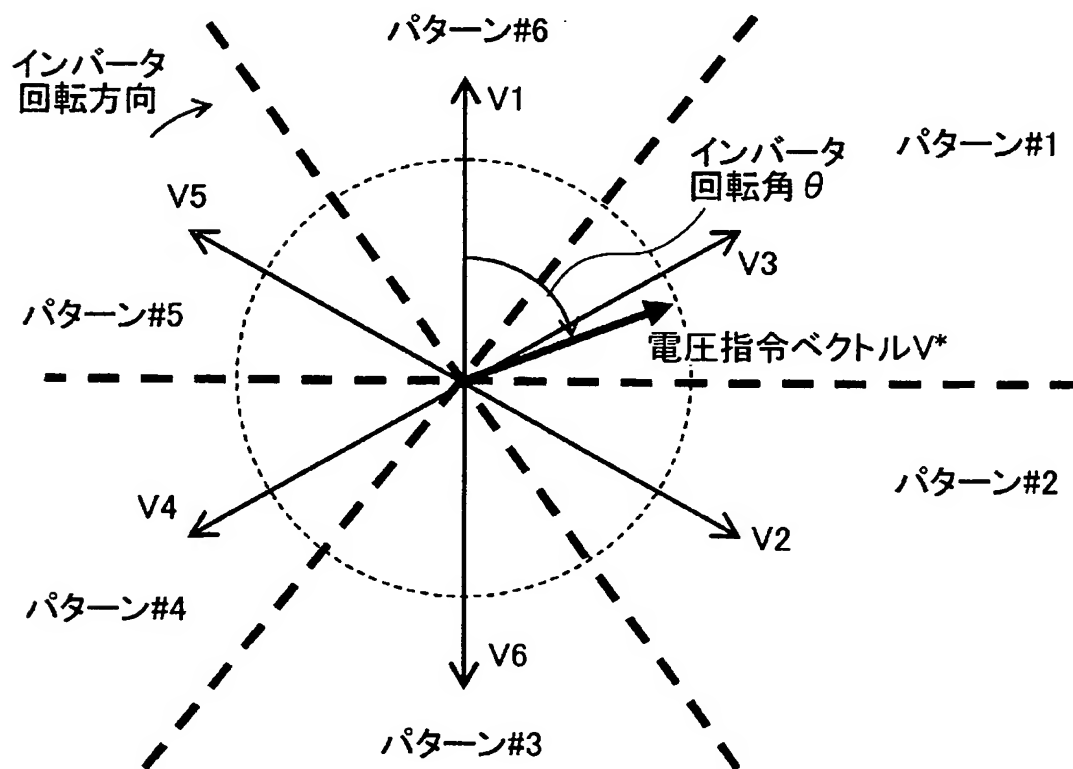


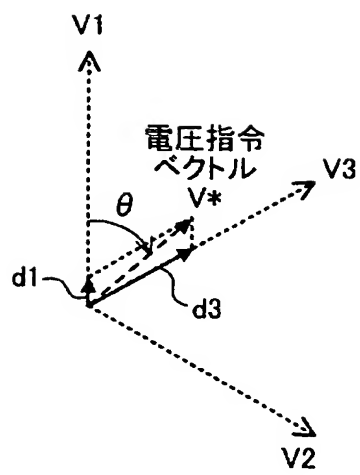
【図 1 4】



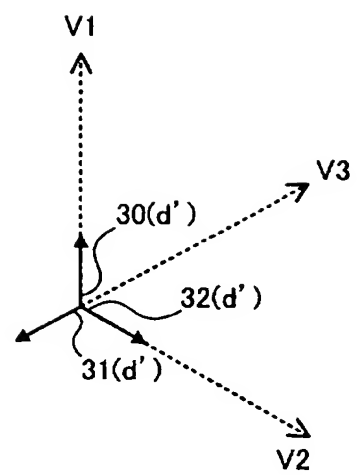
インバータ回転角 θ [度]	パターン
0以上、30未満	#6
30以上、90未満	#1
90以上、150未満	#2
150以上、210未満	#3
210以上、270未満	#4
270以上、330未満	#5
330以上、360未満	#6

【図 15-2】

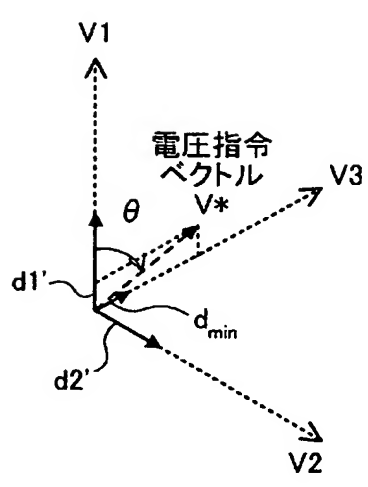




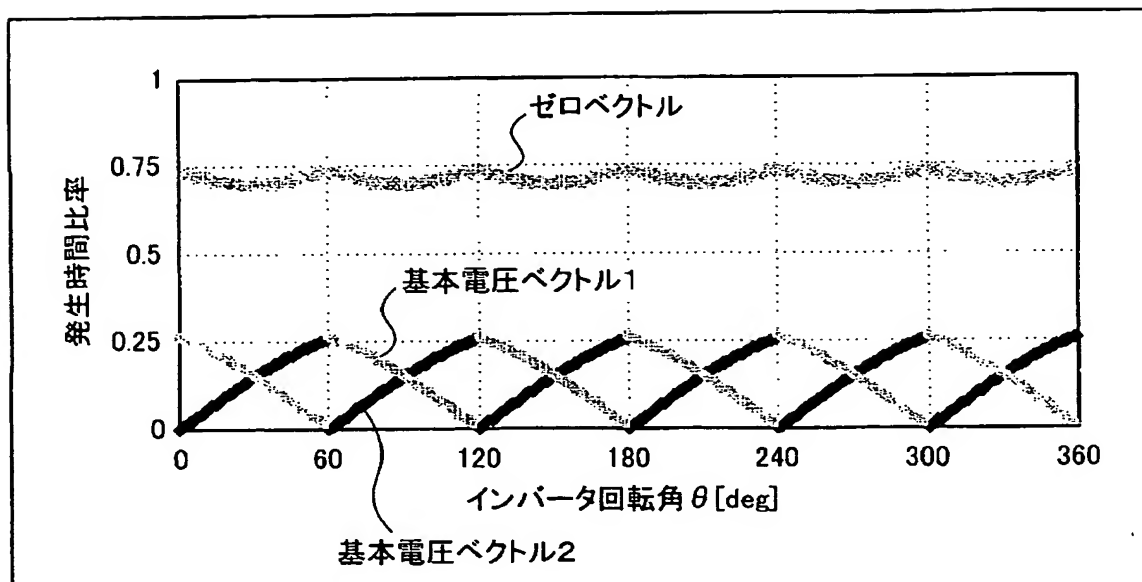
(a)



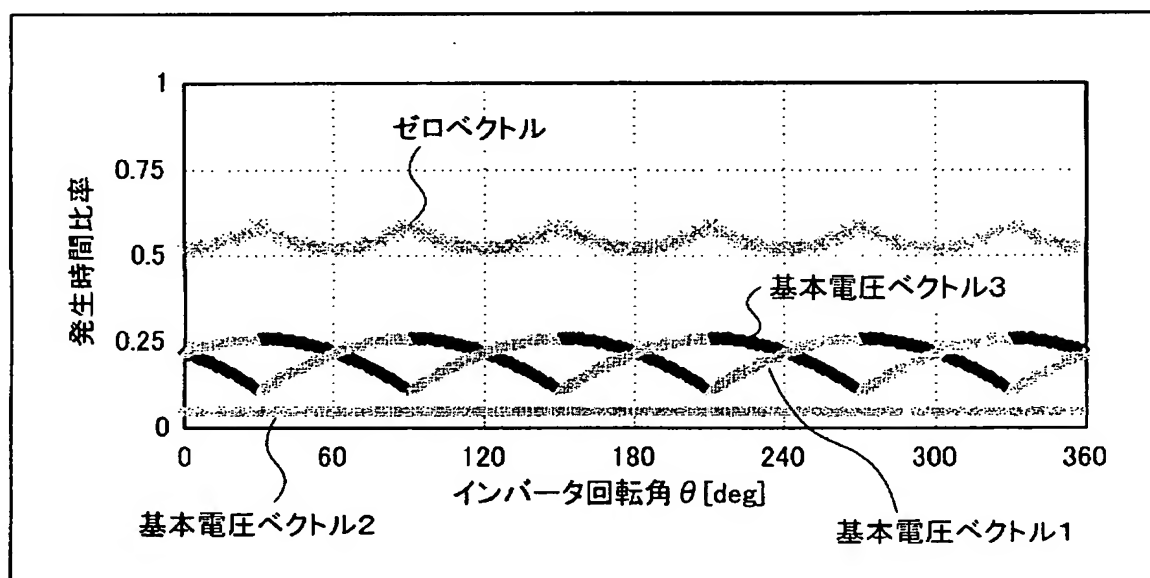
(b)

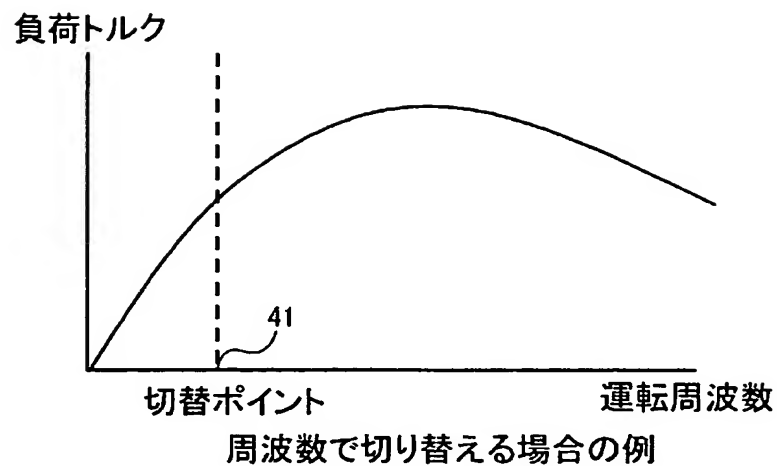


(c)

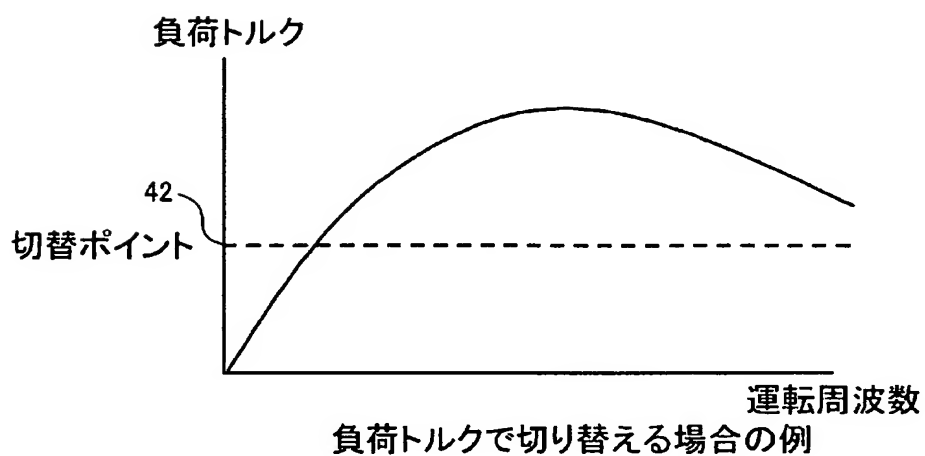


【図 17-2】

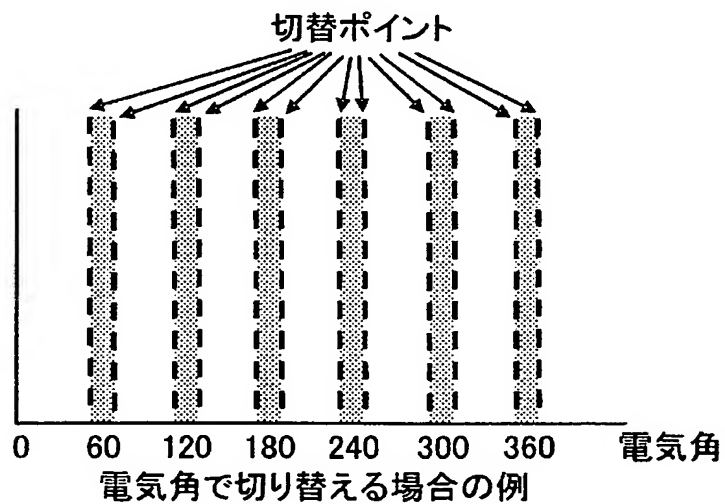


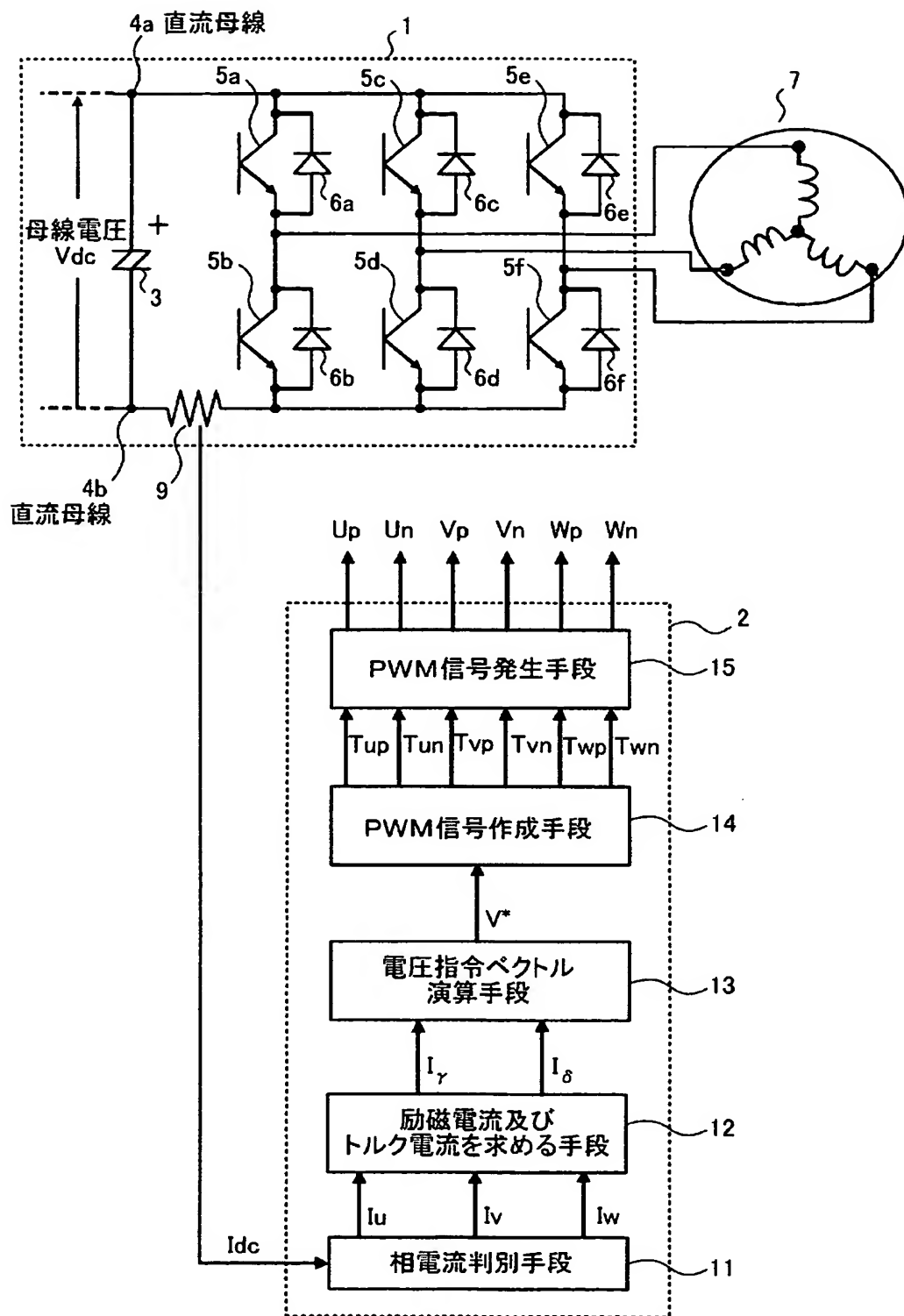


【 図 1 8 - 2 】



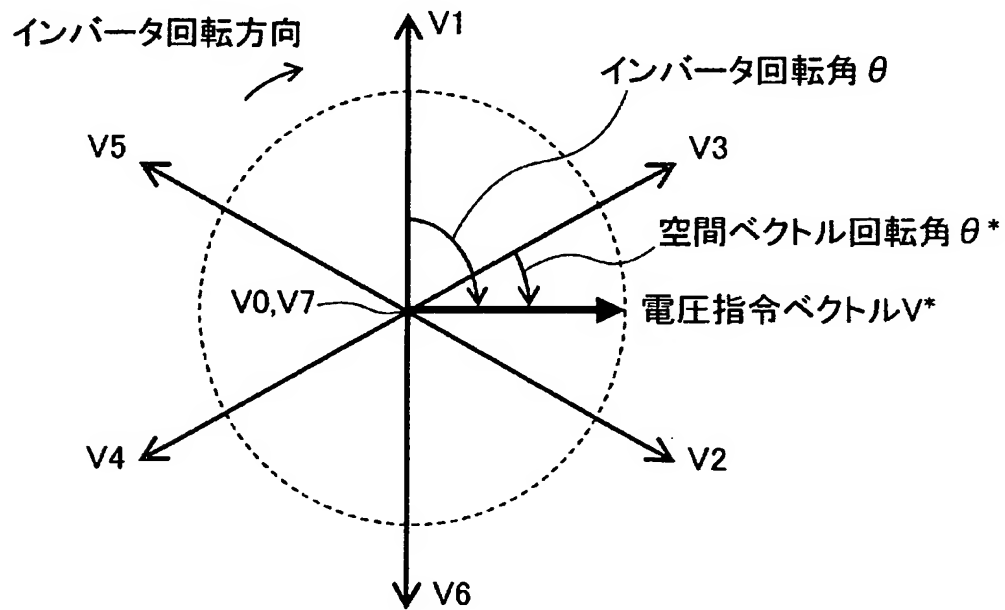
【 図 1 8 - 3 】

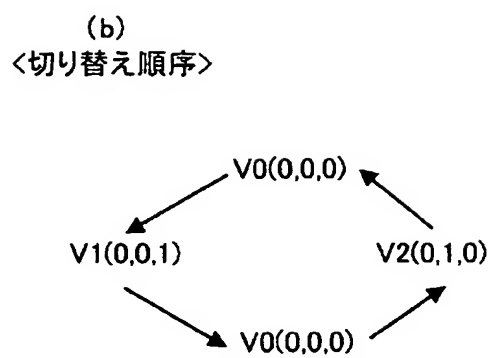
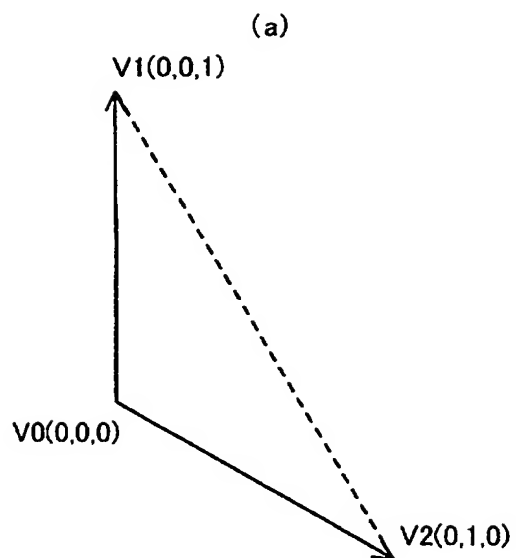




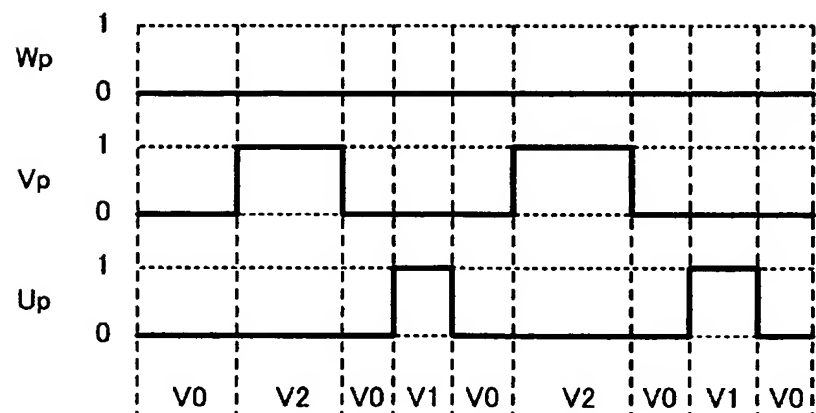
基本電圧ベクトル	W_p (W相正側 スイッチング素子 論理状態)	V_p (V相正側 スイッチング素子 論理状態)	U_p (U相正側 スイッチング素子 論理状態)	観測可能 相電流
V0	0	0	0	観測不可
V1	0	0	1	I_u
V2	0	1	0	I_v
V3	0	1	1	$-I_w$
V4	1	0	0	I_w
V5	1	0	1	$-I_v$
V6	1	1	0	$-I_u$
V7	1	1	1	観測不可

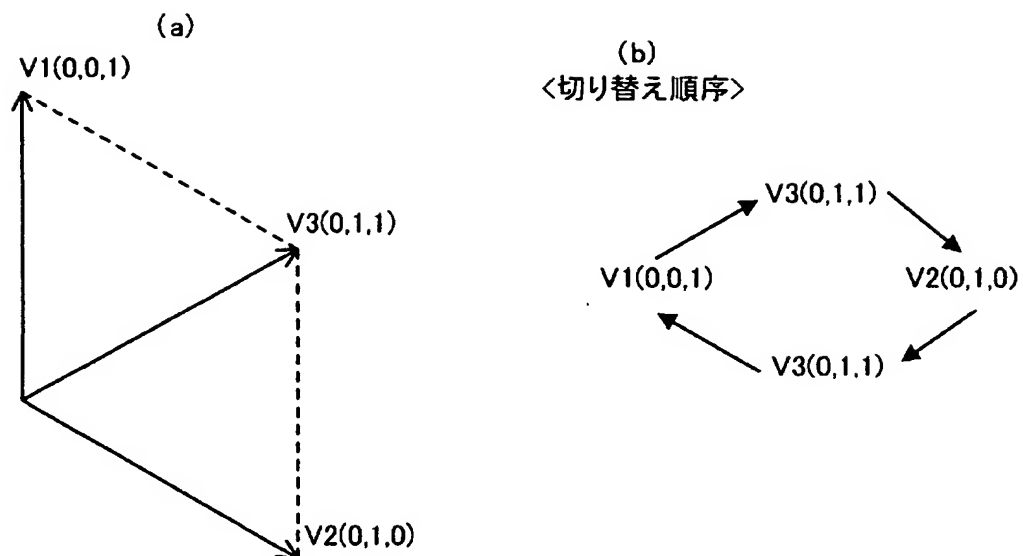
【図 21】



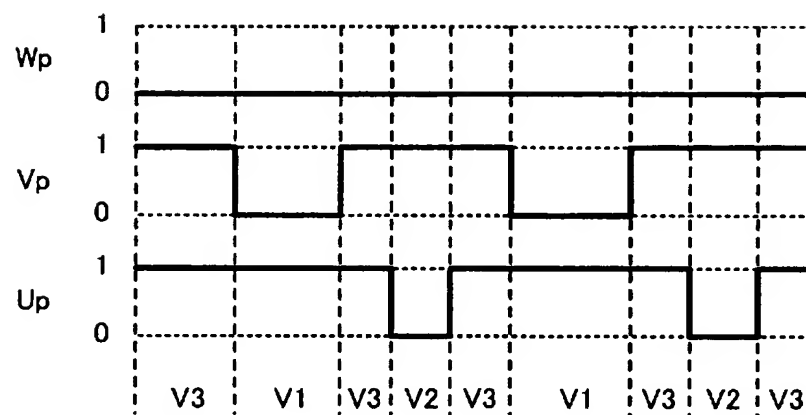


【図 2 3】





【 図 2 5 】



【要約】

【課題】 特別の装置を付加せずに、簡単な方法で、変調率の自由度が高く、且つ効率の極度な悪化を防いだPWM信号の生成を可能にすること。

【解決手段】 PWM信号デューティ作成手段22では、従来と同様の方法で60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する。PWM信号デューティ再分配手段23では、電圧指令ベクトル V^* に対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、当該ゼロベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのうちインバータ回転方向の後端側に位置する基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配し、それに基づき各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを作成する。

【選択図】 図1

0 0 0 0 0 6 0 1 3

19900824

新規登録

5 9 1 0 3 1 9 2 4

東京都千代田区丸の内2丁目2番3号
三菱電機株式会社

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP05/014658

International filing date: 10 August 2005 (10.08.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP
Number: 2004-248891
Filing date: 27 August 2004 (27.08.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 15 September 2005 (15.09.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse